17F
N° 1713
FEVRIER
1985
LX° ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

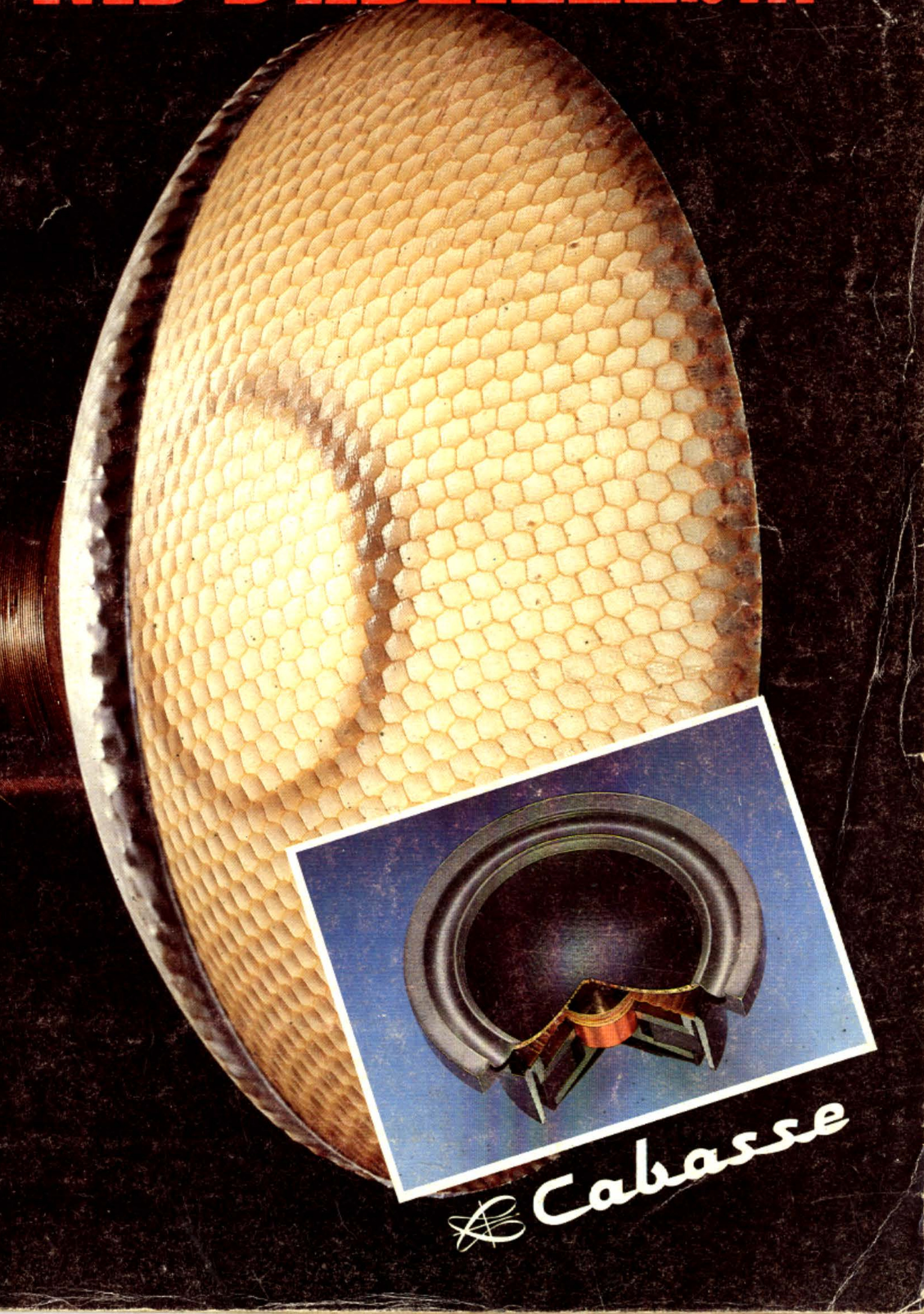
NID D'ABEILLES...

HIFI
LE DOUBLE MAGNETOPHONE ONKYO TA-RW 11

RÉALISATIONS
AMPLIFICATEURS POUR AUDIOFREQUENCES

MICRO-INFORMATIQUE
LE MICRO ORDINATEUR MSX YAMAHA YIS 503 F

Vidéo Actualité
LE MAGNÉTOSCOPE HIFI BANG ET OLUFSEN VHS 90



BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $
SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN
ESPAGNE : 300 PTAS

Deux mondes difficilement conciliables enfin réunis dans cet exceptionnel magnétocassette : autoreverse et autotuning.

Akaï et les “fous” de l’enregistrement

LES CONNAISSEURS de musique sur cassette n’ont pas fini d’être étonnés ! La haute technicité éclate littéralement avec le GX-R99, le magnétocassette qui réussit l’exploit d’être à la fois autoreverse et autotuning, et cela sans rien perdre de ses performances musicales ! Un mariage étonnant mais qui s’explique.

Akaï n’a pas choisi la solution de facilité ni le compromis. Le double cabestan travaille en boucle fermée. Les têtes d’enregistrement et la tête de lecture, réunies en un seul bloc, pivotent à l’œil... électronique. Le système autoreverse fonctionne donc à l’enregistrement comme à la lecture, et dans les deux sens du défilement, avec une précision, une régularité et un automatisme spectaculaires. C’est pour l’utilisateur le confort absolu : confort d’emploi, confort d’écoute. Autoreverse et musique enfin réconciliés.

Mais le GX-R 99 est également autotuning. Donnez-lui une cassette. Il en fait l’inventaire, il l’autopsie quasiment. Tout y passe, sa nature, sa taille, sa sensibilité... C’est un passage obligé, un test obligatoire. Une fois réglée, ajustée, en accord avec le programme à enregistrer... elle enregistrera au meilleur de sa forme, sans un souffle en trop, sans un silence en moins...

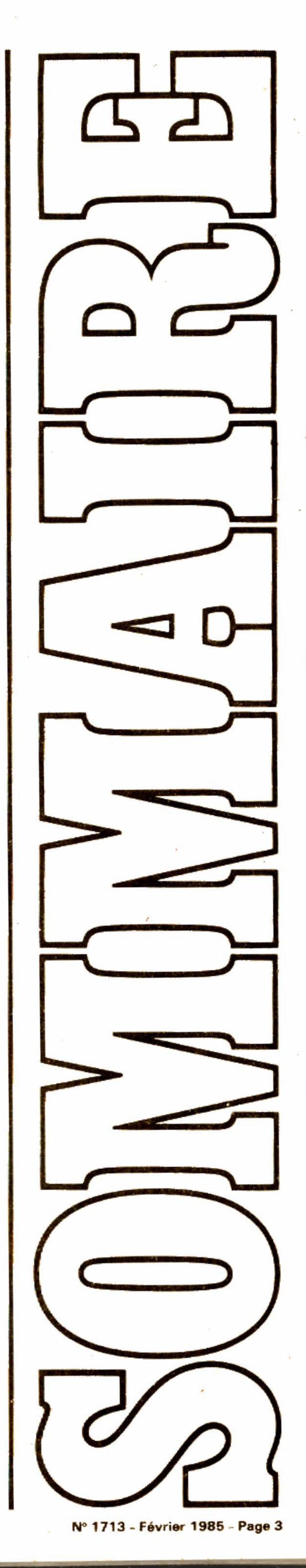
Bien entendu, le GX-R 99 est pourvu d’autres automatismes : recherche de programme avec un système permettant de retrouver le morceau dont on a perdu la trace sur la bande; retour automatique au point de départ, si vous voulez annuler l’enregistrement en cours, réalisation de blancs calibrés en début ou fin d’enregistrement... Une variété presque infinie de combinaisons.

Ses automatismes sont si nombreux, si précis, qu’ils vous donnent la grisante sensation de jouer avec un instrument de virtuose. Demandez-lui tout. Il vous étonnera.

Toutes informations concernant les magnétocassettes Akaï vous seront données en vous adressant à Akaï France, 46 à 52 rue Arago 92800 Puteaux. Tél. (1) 776.42.00.



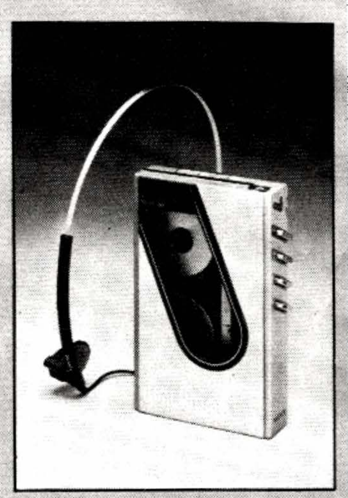
Saint-Paul & Associés


SOMMAIRE

BLOC-NOTES

WATER MUSIC





De conception robuste, le SRF-6 de Sony est un Walkman MF stéréophonique, protégé contre les projections d'eau, de sable et de poussière. Bleu ou jaune, il est extrêmement compact (38 × 100 × 14 mm), léger (85 g). Il est tout de même équipé d'un indicateur d'accord à Led, d'un témoin d'usure des piles et d'un commutateur mono/ stéréo. Ses écouteurs, du type Fontopia, sont étanches, tout comme leur prise de raccordement.

Autre nouveauté dans la gamme des Walkman de Sony, le W-30 est un lecteur de cassette pas plus grand qu'un boîtier standard de cassette.

L'entraînement de la bande est assuré par une seule pile et est doté d'un mécanisme anti-roulis. Réducteur de bruit Dolby B et position métal sont au nombre des raffinements.

6e SALON INTERNATIONAL DE LA MAQUETTE ET DU MODELE REDUIT

Fréquenté par plus de 120 000 visiteurs l'an dernier, ce salon aura lieu cette année du 30 mars au 8 avril au CNIT Paris-La Défense. De nombreuses attractions sont prévues pour cette 6e édition, parmi lesquelles on peut citer : une piste de plus de 60 m de long où les voitures « tout terrain » disputeront des gymkhanas, un circuit de 400 m réservé à la compétition... avec des bolides de 30 cm qui dépassent les 100 km/h. Le train sera présent sous toutes ses formes, des mini-réseaux qui tiennent dans une valise aux trains à vapeur transportant plusieurs adultes, en passant par les traditionnelles échelles HO et leurs décors. Le chemin de fer disposera de plusieurs centaines de mètres, de la « Rocket » au « T.G.V ». Un plan d'eau de 400 m² verra évoluer, en toute quiétude, les engins flottants, de la galère au pétrolier. Les bateaux participeront à des rétrospectives navales, à des jeux et à des courses. En ce qui concerne les avions, à côté des évolutions de planeurs, d'hélicoptères, de maquettes radio-commandées, on verra pour la première fois des modèles à turbine et à pulsoréacteur.

Conjointement à ce salon auront lieu deux nouvelles manifestations : la Convention nationale des jeux de réflexion et Manu-Artec, le premier Carrefour des loisirs manuels artistiques et techniques.

Renseignements : Spodex.

NAVIGATION ELECTRONIQUE POUR VOYAGEURS SUR QUATRE ROUES

Quand un automobiliste moisit dans un bouchon, ou quand il tourne en rond parce qu'il s'est égaré... Il prend son temps, pollue et gaspille de l'énergie.
Des remèdes d'ordre électronique ou radio-électronique, on en a proposé des dizaines depuis des dizaines d'années. Avant d'aborder les principaux de ces systèmes d'aide à la circulation, il convient de remarquer qu'on peut les classer, grossièrement, en deux catégories :
Première catégorie : systèmes mis au point aux frais du contribuable, par des chercheurs ayant des idées aussi originales que généreuses, et dont les prototypes sont présentés à la presse en présence d'un ministre.
Seconde catégorie : systèmes qui sont effectivement en service.
C'est par la seconde catégorie qu'il convient de commencer, car il s'agit de systèmes simples, bien adaptés à une infrastructure existante, et suffisamment souples pour permettre des adaptations et extensions.

Au commencement était le verbe

Le point de départ de ces systèmes est tout simplement l'information parlée à la radio, soit nationale, telle qu'on peut l'entendre sur France Inter, en provenance de Rosny-sous-Bois, soit régionale, telle qu'elle est diffusée par FIP, à Paris.

Or, pour pouvoir profiter pleinement de ce type d'informations, l'usager doit savoir à quel endroit il peut capter quoi, sur quelle fréquence, puis subir, à longueur de voyage, un programme qui l'agace peut-être par ailleurs. Il doit aussi insonoriser son véhicule pour être sûr de ne rien rater, ne pas être accompagné d'une personne bavarde, avoir une bonne mémoire pour les numéros de routes et les noms des localités, de bonnes connaissances géographiques de la région qu'il parcourt.

Les systèmes d'aide à la circulation qui sont actuellement en service arrivent à résoudre plus ou moins tous ces problèmes – sauf celui des connaissances géographiques – par de simples moyens d'identification, permettant une écoute sélective de certains messages, éventuellement suivie d'un enregistrement. Pour les fonctions essentielles, tout autoradio de type courant peut servir, moyennant un adaptateur qui se branche sur sa sortie.

La nécessité d'un système de guidage routier se fait surtout sentir dans un pays à forte densité de population et dont les habitants aiment à se déplacer souvent et loin. Cela signifie que les pays qui sont, jusqu'ici, relativement calmes du point de vue routier, ont encore un choix : se préparer, ou voir la concurrence étrangère s'installer.

Programme national Grandes Ondes

Dans le cas d'un émetteur pouvant être capté pratiquement sur tout le territoire national, le problème de la recherche de fréquence ne se pose guère. Il suffit donc d'une identification de message par laquelle on commande une augmentation automatique du volume d'écoute, la mise en service du haut-parleur (auparavant muet), l'interruption d'une musique sur cassette pour faire place à l'annonce, l'enregistrement de l'annonce sur bande, etc.

L'ennui, c'est que cette identification doit être audible, car les ultrasons ne passent pas en AM, et vers 5 ou 10 Hz, où la chose ne gênerait pas l'écoute, l'antifading d'un récepteur agit sur la modulation comme un fer à repasser sur les ondulations d'un mouchoir fraîchement lavé. Au Deutschlandfunk (pendant ouest-allemand de notre France Inter), on a ainsi expérimenté, en 1970, une identification des messages par une suite de trois notes relativement harmonieuses. Mais il s'est avéré bien onéreux de différencier cela valablement de la musique. Au bout de quelques mois d'expériences intensives, on a adopté un repère beaucoup plus simple, une sous-porteuse de



2 350 Hz, modulée en fréquence par une sinusoïde de 123 Hz. Ce signal composite est émis pendant une seconde au début de chaque séquence d'informations routières, et pendant une demi-seconde à la fin. C'est efficace, mais absolument disgracieux – vous pouvez-vous en rendre compte, sur 155 kHz, quelques minutes avant les heures pleines. La figure 1 montre le principe des décodeurs utilisés [1], fabriqués par Blaupunkt pour cette première tranche du système ARI (Autofahrer-Rundfunk-Information).

C'était un commencement, mais pas encore très satisfaisant du fait qu'une diffusion à l'échelon national ne peut concerner que les grands axes routiers. De plus, l'utilisateur doit écouter beaucoup plus que ce qui risque de l'intéresser, puisqu'il n'y a pas d'identification régionale. Cette dernière serait, cependant, possible par une subdivision en tranches de temps, avec remplissage musical, mais un tel système ne serait ni très souple, ni très esthétique.

ARI en modulation de fréquence

Comme ils sont de portée locale, les émetteurs M.F. peuvent ne diffuser que des informations routières de caractère strictement régional. La chose n'est cependant rationnelle que dans les pays qui possèdent un réseau M.F. assez dense, lequel réseau n'est, à son tour, rationnel que si la population est suffisamment dense.

Les fréquences qui intéressent l'automobiliste peuvent être annoncées par des panneaux qui bordent les autoroutes. Une recherche automatique de ces fréquences est possible avec la deuxième tranche du système ARI, issue, comme la première, d'une collaboration entre la radiodiffusion fédérale, une association d'automobilistes (ADAC) et la firme Blaupunkt. Le principe est celui d'une sous-porteuse de 57 kHz qui permet d'identifier tous les émetteurs qui sont spécialisés dans la diffusion d'informations routières. Or, ces émetteurs travaillent déjà avec une sous-porteuse de 19 kHz, pour le son stéréo. Si on en ajoute encore une, sans précautions particulières, on risque de dépasser la valeur limite de l'excursion de fréquence. D'où cette « imbrication » des deux sous-porteuses que montre la figure 2 et qu'on obtient avec un choix convenable de la position de phase du signal de 57 kHz, harmonique trois de la sous-porteuse de 19 kHz.

Bien que seulement expérimental, en 1970, ce système mena rapidement à la vente de plus de 10 000 décodeurs,

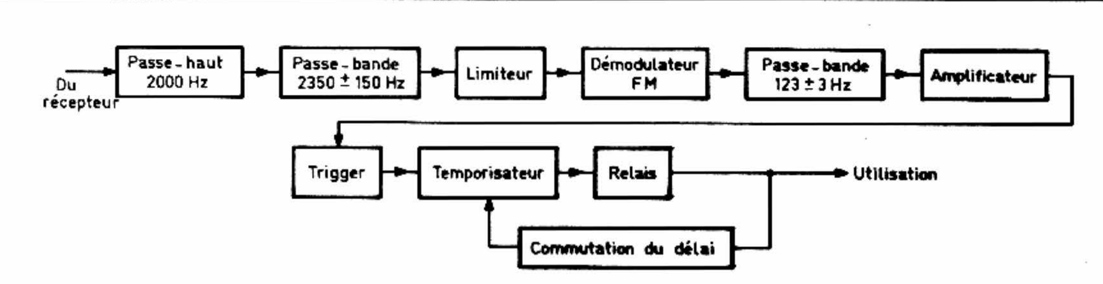


FIGURE 1 – Principe d'un décodeur pour signaux sonores annonçant début et fin d'une information sur la circulation routière.

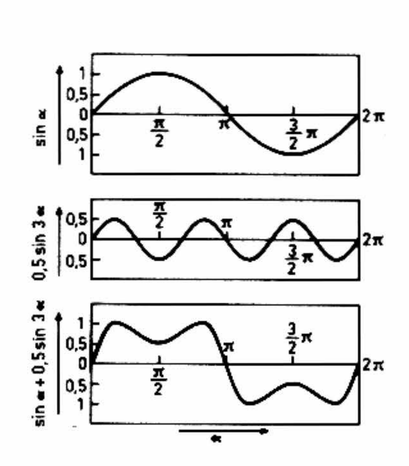


FIGURE 2 – Les sous-porteuses de 19 et de 57 kHz se comportent comme fondamental (en haut) et harmonique trois (au milieu). L'amplitude résultante (en bas) devient minimale pour une certaine position de phase.

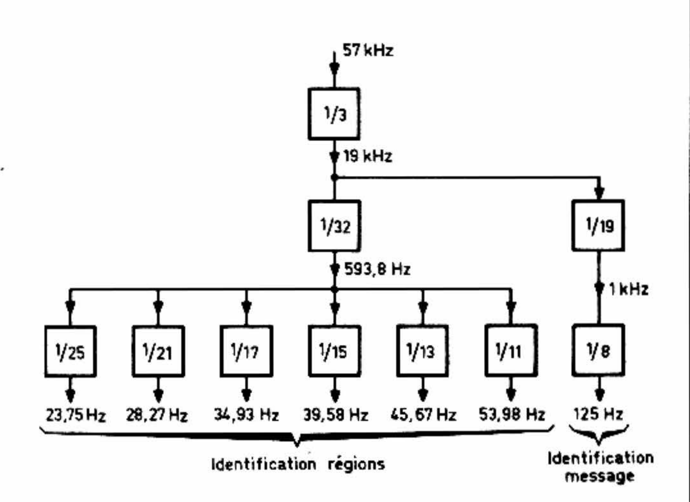


FIGURE 3 – Elaboration de fréquences de modulation de la sous-porteuse de 57 kHz, permettant d'identifier la région à laquelle un émetteur M.F. adresse ses messages, ainsi que le début de ces messages et leur fin.

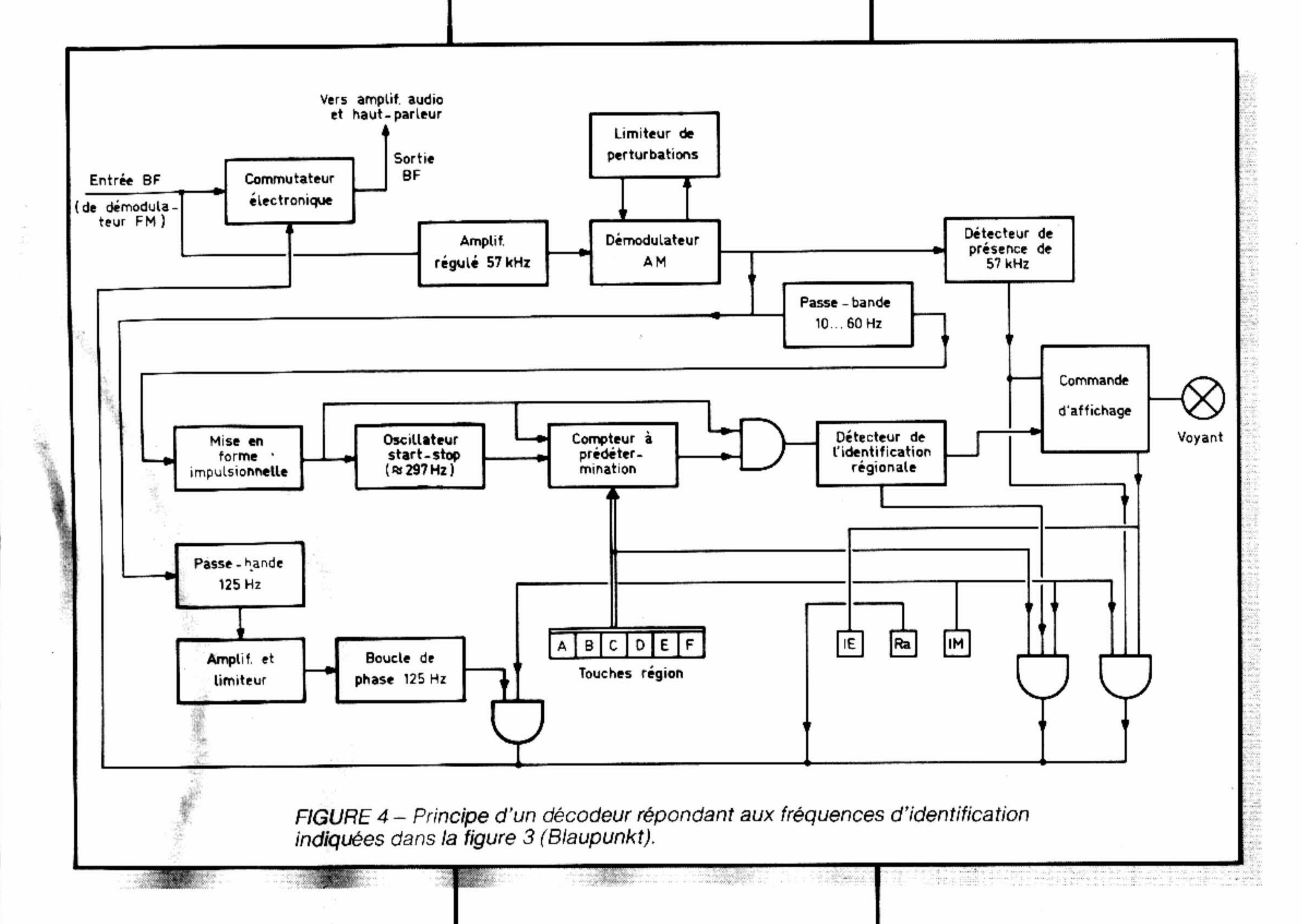


FIGURE 4 – Principe d'un décodeur répondant aux fréquences d'identification indiquées dans la figure 3 (Blaupunkt).

et ce succès incita ses auteurs à le compléter par une identification permanente des régions géographiques et par un signal précédent l'émission des messages. Pour l'identification des régions [2], on utilise 6 fréquences, entre 23 et 54 Hz (fig. 3), avec la possibilité de desservir 18 régions en R.F.A., puisque deux régions très éloignées l'une de l'autre peuvent avoir la même fréquence. Les messages sont annoncés par un signal de 125 Hz. Dans tous les cas, il s'agit de signaux sinusoïdaux qui sont dérivés par division de la sous-porteuse de 57 kHz et qui sont utilisés pour une modulation d'amplitude, à 60 %, de cette sous-porteuse.

La figure 4 montre le principe du décodeur correspondant. Après sélection de la sous-porteuse, on en transforme la modulation en rectangulaires. Un front de cette rectangulaire déclenche un compteur dont la capacité est prédéterminée par les touches de régions, A...F. A l'aide d'une porte, on compare l'impulsion de fin de comptage avec le front suivant de la rectangulaire mentionné plus haut. En cas de coïncidence, l'allumage d'un voyant indique que la station reçue fait bien partie de la chaîne « informations routières » de la région sélectionnée. Si on manœuvre alors la touche IE (identification émetteur), on entend cette station en permanence. La touche IM (identification message) fait qu'on l'entend seulement lors des messages. Avec la touche Ra (radio), on met le système de commande hors-service, et on peut alors écouter n'importe quelle station.

ARI aux USA

Le système ARI fonctionne actuellement dans six pays, le dernier venu, en 1984, étant la Yougoslavie. Une variante existe aux USA.

La région de New York se trouve dotée, depuis avril 1983 [3], de quatre émetteurs s'adressant plus particulièrement aux automobilistes. Ces quatre émetteurs desservent une superficie habitée par 15 millions de personnes, et leur mise en service a été précédée de deux années d'expérience muette d'un système ARI dont le nombre de fréquences pour identification de régions a été porté de 6 à 10.

De plus, on a prévu une identification particulière pour messages en cas de catastrophe. Jusqu'en 1985, 20 régions économiquement importantes des USA devront être équipées de ce système qui se nomme, en anglais, Automatic Radio Information.

L'autoradio à double vue

L'automatisme, en matière d'ARI, peut être plus qu'un récepteur doté d'un système de recherche qui ne prend en compte que les stations s'adressant aux automobilistes qui circulent dans une région donnée.

Le dernier cri, en la matière [4], se nomme Travel-ARI et se concrétise, chez Blaupunkt, sous forme d'un autoradio (à cassette), appelé « Hambourg SQM 24 », et qui comporte, pour la



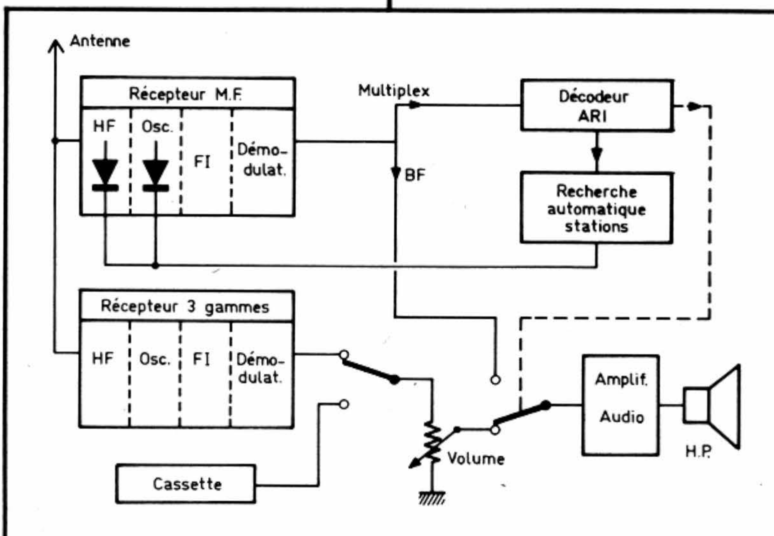


FIGURE 5 – Récepteur double : pendant que vous écoutez l'un, l'autre s'occupe des meilleurs conditions de réception des informations routières, pour pouvoir vous servir ces informations en priorité.

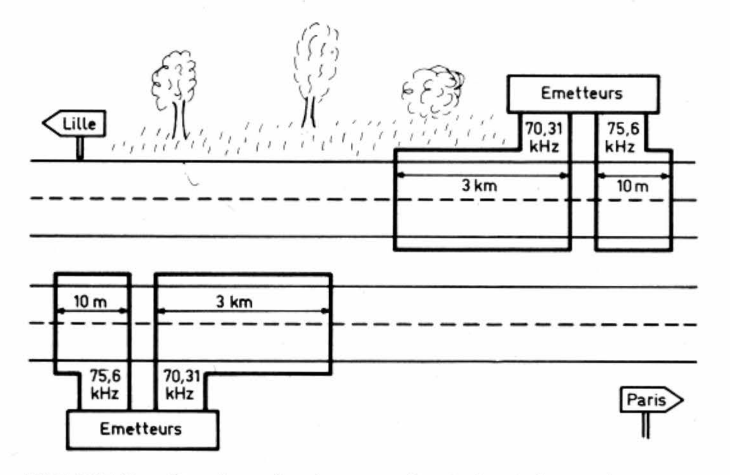


FIGURE 6 – Ces boucles transmettent des informations parlées aux automobilistes qui empruntent les autoroutes ainsi équipées.

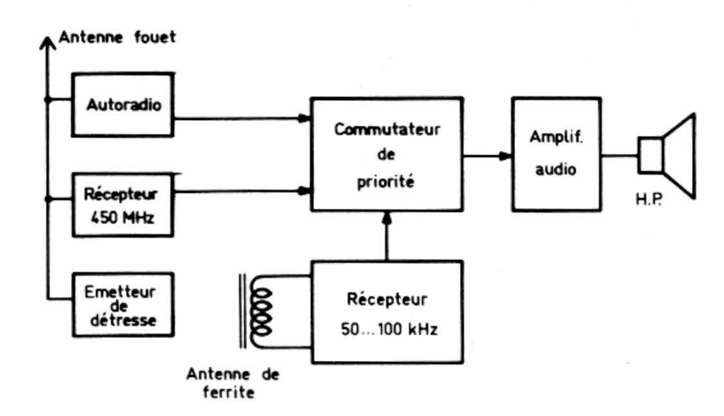


FIGURE 7. – Offrant un maximum de sécurité et de confort, le système PAAC prévoit deux récepteurs spéciaux ainsi qu'un émetteur de détresse.

gamme de modulation de fréquence, deux circuits de réception autonomes. L'un permet l'écoute de toute station radio, l'autre ne s'intéresse qu'aux informations routières, et quand il y en a une, il coupe tout ce que vous pouvez être en train d'écouter sur PO, OC, GO, MF ou cassette, pour vous la faire entendre distinctement.

Le principe, tel qu'il est évoqué par la figure 5, paraît assez simple. Mais les difficultés commencent quand on constate que deux récepteurs, dans un même boîtier, se perturbent mutuellement par leurs oscillateurs. Ainsi, on a dû utiliser une fréquence intermédiaire 43,5 MHz pour l'un deux. Autre particularité qui a dû donner de l'organigramme à retordre : le récepteur se cale toujours sur l'émetteur ARI le plus fort de sa région. Pour cela, il procède par balayage réitéré de la bande, avec augmentation progressive de la sensibilité. Il recommence cette recherche du plus fort chaque fois qu'un message se termine ou quand le champ de l'émetteur reçu devient insuffisant.

On a déjà voulu faire mieux

ARI et ses compléments ont certes l'énorme avantage d'exister, mais relèvent, néanmoins, beaucoup plus de l'information parlée que du guidage local ou des procédés de navigation électronique.

Mais au guidage presque personnalisé, on y a déjà pensé avant ARI. En 1965, Telefunken installa, sur l'autoroute Hanovre-Hambourg, un système de boucles d'induction [4] sur des parcours de 3 km. Alimenté en 70,31 kHz, avec modulation d'amplitude, ce système diffusait des messages parlés, captés par un récepteur de type spécial. Pour éviter toute confusion avec les messages destinés à la voie opposée, on avait prévu une double boucle (fig. 6), d'abord 10 mètres alimentés à 75,6kHz, pour commander la mise en marche du récepteur de message, lequel se bloque, automatiquement, dès qu'il ne reçoit plus de champ suffisant sur 70,31 kHz.

Le système PAAC, annoncé par le CNET en 1976, procédait également par diffusion de messages parlés à l'aide d'émetteurs installés le long des autoroutes et travaillant entre 50 et 100 kHz. L'antenne n'était pas une boucle, mais un conducteur longeant la

voie, ce qui était peut-être plus astucieux, car on aurait pu se servir des glissières de sécurité. Par ailleurs, on avait pensé aux touristes étrangers et prévu quatre canaux de messages, en quatre langues. Il y avait aussi, dans les véhicules, un second récepteur spécial, UHF, desservi par des stations mobiles, donc à antennes courtes (hélicoptères, motocyclettes), notamment en cas de catastrophe. Et il y avait, de plus, un émetteur de détresse dans les véhicules. Il était déclenché par tout choc violent, pour avertir un poste de gendarmerie. Peut-être avec option pour antenne fouet sortant du fond du véhicule, et se déployant automatiquement dès que ce dernier se trouve roues en l'air. Malgré sa relative complexité (fig. 7), PAAC était, à l'époque, le moins coûteux parmi plusieurs systèmes semblables.

Il est vrai que c'était une époque où l'on se croyait plus riche qu'on ne l'était, et où régnait le mythe de l'immense ordinateur central qui commandait tout cela par une encore plus immense nappe de câbles.

Leçon télématique de géographie

Cet ordinateur immense dont il vient d'être question faisait aussi partie du système ALI que Blaupunkt présenta, à l'époque du PAAC, avec au moins autant de faste – même la presse spécialisée internationale avait été invitée. C'était un système interactif, avec un mode d'emploi en deux points : tapez votre lieu de destination sur votre clavier – suivez les indications de votre ordinateur de bord.

Lors du passage d'une première boucle d'induction réceptrice, le lieu de destination est transmis de la voiture vers le fameux gros ordinateur, lequel vous calcule, après rapide coup d'œil sur la carte des bouchons du jour, votre itinéraire optimal. Il le communique à votre ordinateur de bord qui se repère aux boucles d'induction ultérieures pour vous faire comprendre, par signal lumineux et/ou sonore, où il faut changer d'autoroute ou sortir. Avec, bien entendu, des possibilités de modification en cours de route, en fonction de nouvelles éclosions de bouchons, ou encore pour ramener dans le droit chemin le conducteur désobéissant.

Prix d'achat et taxes diverses

Dotés d'émetteurs dont ils étaient les maîtres exclusifs, les systèmes précités pouvaient se permettre un très large confort d'utilisation. On avait notamment la possibilité, par radiodiffusion directe ou par synthèse de parole, de saluer l'automobiliste dès son arrivée sur une bretelle d'autoroute par un message tel que : « Bonjour, vous abordez la 0100101 en direction de Microville, la température extérieure est de OF °C, et le prochain bouchon se trouve à cinq kilo-octets. »

Pareil perfectionnement de système est peut-être exactement ce qu'il faut pour décider un ministre à venir à la présentation. Quant aux automobilistes, on aurait probablement pu les décider, en quantité valable, à acheter la boîte en question, ne serait-ce que pour des raisons de standing.

Ce qui était déjà plus difficile, c'était la question de l'investissement, ou la forme d'impôt, taxe, redevance, abonnement, péage, qu'il fallait adopter pour le financement. De plus, chacun disait qu'il fallait un système unique en Europe, et que ce système ne pouvait être que le sien. Or, le meilleur système n'est pas le même pour un pays plutôt montagneux ou plutôt plat, et même à nombre identique d'habitants au kilomètre carré (moyen), il peut y avoir répartition à peu près uniforme ou forte concentration dans certaines régions, avec des contrées plus ou moins désertiques par ailleurs.

Rigueur et modestie

Les projets qui ont été présentés, en matière d'aide à la circulation, dans les années 80, se distinguent de leurs prédécesseurs par plus de souplesse et par une infrastructure nettement plus légère, voire nulle. Malgré la crise, ces projets profitent toujours de quelques crédits officiels, puisqu'ils visent des économies d'énergie. Encore qu'on puisse prétendre qu'un summum d'économie d'énergie sera obtenu, concomitant avec un minimum de pollution, par une situation routière telle que le particulier préfère train ou bicyclette à sa voiture.

La tendance générale n'est plus au gros ordinateur central et ses kilomètres de câble dont la pose nécessite des travaux routiers qui impliquent des embouteillages, donc un gaspillage d'énergie. On préfère, actuellement, l'ordinateur de bord, lequel peut d'ailleurs être utilisé, pendant ses millisecondes de loisir, pour vérifier vos bougies, ampoules, pneus, pour vous rappeler l'heure de votre rendez-vous, etc. Et comme vecteurs d'information, on utilise de préférence ce qui existe déjà, tout en tentant de s'en passer totalement.

EVA se débrouille toute seule

En l'occurence, EVA est l'abréviation de « Elektronischer Verkehrslotse für Autofahrer », guide électronique pour automobilistes [6]. Le prototype a été établi par Blaupunkt, en collaboration avec l'université de Karlsruhe, avec un financement partiel par des moyens publics. Ce qui ne veut pas dire que les industriels, en RFA ou ailleurs, fassent appel à l'argent du contribuable seulement quand ils ne sont pas sûrs de leur coup. Ou de leur coût.

Néanmoins, on peut pressentir certaines difficultés. Il s'agit d'un système urbain, l'utilisateur communique à son ordinateur le plan de la ville sous forme d'une cassette dont la capacité serait, dans le cas de la ville de Berlin-Ouest, de l'ordre de 2,5 millions d'octets. Avec cela, l'ordinateur travaille comme un système de navigation qui se contente d'une position et d'une direction de départ, auxquelles il ajoute, au fur et à mesure, les déplacements et les modifications d'orientation. Tout cela, sans aucune intervention extérieure, sans aucun vecteur d'informations.

La direction de départ est, en principe, donnée par celle de la voie qui vous mène de l'autoroute à la ville. C'est là que l'utilisateur communique à son ordinateur sa position actuelle ainsi que sa destination, à l'aide d'un clavier (fig. 8). Il semble possible qu'il le fasse aussi dans son garage, en s'orientant tout simplement sur le mur de ce dernier.

Ensuite, l'ordinateur compte les tours des roues non motrices pour connaître la distance parcourue, et de la différence d'angle entre ces deux



roues, il déduit les modifications de direction. Toutes ces indications, il les trace soigneusement dans son plan de la ville, et cela lui permet de vous instruire, à chaque carrefour, par synthèse de parole ou signaux lumineux, sur la nouvelle direction à prendre. Avec respect des sens uniques, bien entendu, et renouvellement immédiat de l'itinéraire dans le cas d'un conducteur qui n'a pas pu ou pas voulu suivre les instructions de son ordinateur.

Mais si l'une des roues de votre voiture est un peu plus gonflée que l'autre, si la chaussée est à gauche un peu plus bosselée qu'à droite, si un rail de tramway se comporte comme une ornière intermittente, votre ordinateur aura l'impression que vous tournez en rond, alors que vous allez tout droit. Une correction est possible du fait qu'il constatera, en pareil cas, lors de son tracé de votre itinéraire sur son plan, que vous semblez être entré dans la façade d'une maison. Or, sa superbe intelligence peut lui dire que ce n'est pas vrai, puisque vous roulez encore, et il peut donc corriger en conséquence, à moins de tête-à-queue sur verglas.

Cependant, pareil taux d'intelligence est coûteux et encombrant, dans ce sens que le calculateur d'EVA se présente, du moins provisoirement, sous forme d'une bien grosse valise. Quant au prix, on pense pouvoir en parler en 1988, quand on aura su faire plus petit.

Ce qui n'empêche qu'EVA n'en fera toujours qu'à sa tête. Elle enverra tout le monde sur ce qu'elle prétend l'itinéraire idéal, même si cet itinéraire est bloqué depuis une semaine par des travaux.

Ne pas perdre le nord

Egalement destiné à aider l'automobiliste qui a du mal à se retrouver dans une ville inconnue, le système Auto-Scout [7], mis au point par Siemens, est un système évolutif, dans ce sens qu'il peut s'adapter à une évolution dans l'infrastructure ou/et dans le porte-monnaie de l'utilisateur.

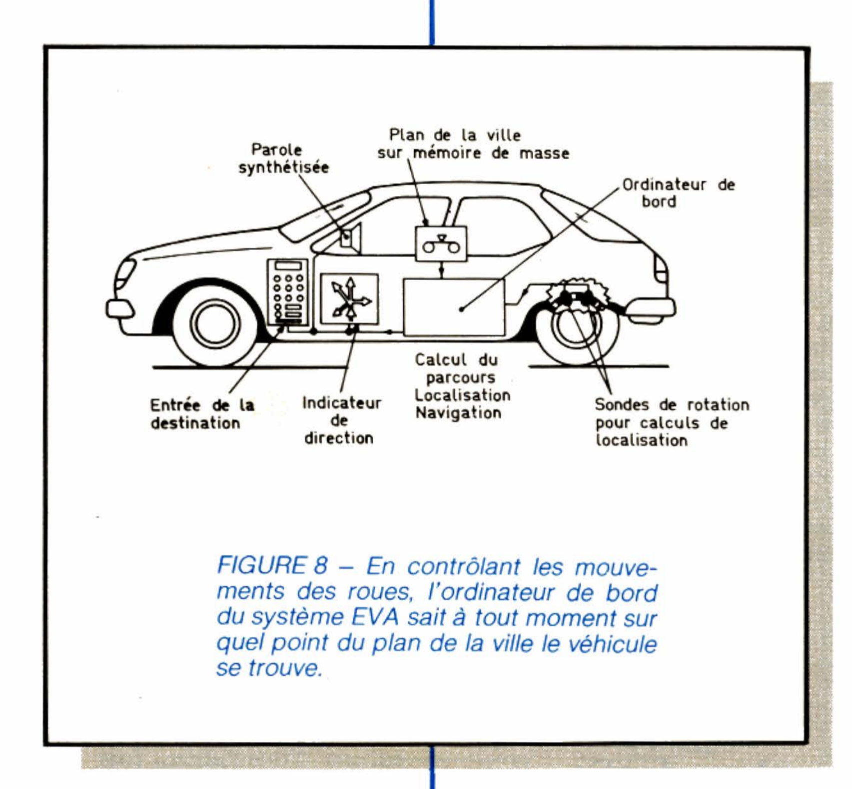


FIGURE 8 – En contrôlant les mouvements des roues, l'ordinateur de bord du système EVA sait à tout moment sur quel point du plan de la ville le véhicule se trouve.

La panoplie de base se compose d'une plan de la ville (sur papier), d'un mesureur de distance comptant les tours de roue de la voiture, d'une sonde magnétique genre boussole, d'un calculateur et d'un indicateur de direction sur le tableau de bord. Comme en navigation de plaisance, ce système demande à l'utilisateur de faire le point, d'indiquer, à l'aide du plan, la direction et la distance à vol d'oiseau au calculateur, et de manier, ensuite, son volant de façon à rester toujours aussi près que possible de la direction théoriquement idéale. Parallèlement, le calculateur détermine, en se basant sur la direction réelle instantanée et le nombre de tours de roue, les variations successives de la distance à vol d'oiseau, et le résultat est affiché.

Le système ne prétend pas à une très grande précision. En effet, la sonde magnétique ne doit pas aimer passer à côté de la tour Eiffel ou en-dessous d'un pont de chemin de fer. Mais ce type de guidage a l'avantage d'être possible partout. De plus, il peut être complété par une infrastructure qui est, comme on le verra, très légère.

La quatrième couleur des feux tricolores est invisible

La deuxième phase d'Auto-Scout prévoit l'installation, dans environ un quart des feux de circulation de la ville, de balises à infrarouges. Le récepteur sera placé sur le pare-brise de la voiture. Ainsi, la précision du système pourra être de l'ordre de 10 m, si ces balises communiquent simplement des coordonnées géographiques.

Bien entendu, ces balises peuvent également véhiculer d'autres informations, qui peuvent être du type « pour aller dans tel éventail de directions, il vaut mieux contourner la zone piétonne par le sud et non pas par le nord ».

Pour utiliser ce genre d'informations, on n'a pas besoin d'un logiciel contenant le plan de la ville, encore qu'un tel logiciel pourrait souvent permettre un guidage plus souple.

Dans un premier temps, ces balises seront autonomes, c'est-à-dire qu'elles diffuseront un programme fixe, ou encore modifiable seulement de façon manuelle, à l'occasion de la mise en place de panneaux qui signalent des travaux, un quai inondé, etc. Ultérieurement, elles pourront faire partie d'un réseau, câblé ou hertzien, diffusant des informations ponctuelles, utilisables sans ou avec logiciel de plan de ville.

Bien entendu, de pareilles balises à infrarouges pourront aussi être posées sur les portiques qui soutiennent les panneaux de signalisation, au-dessus des autoroutes. Encore qu'on se demande toujours, en pareil cas, ce que cela donne quand le récepteur de bord a le soleil bien en face.

L'avenir est dans ce qui existe déjà

Après les systèmes qui existent, tous membres de la famille ARI, puis ceux qui ont été annoncés avec plus ou moins d'apparat, de panache ou de conviction, arrivons maintenant à ceux auxquels certains songent, en attendant crédits ou autorisations administratives.

Parmi ces systèmes, il y en a – et on peut se restreindre à ceux-là – qui ne demandent pas de nouveau vecteur d'information, car ils se servent de ce canal de modulation de phase que nos bons vieux émetteurs PO et GO nous cachent sous leur souvent bruyante modulation d'amplitude. Or, ce canal allie une très grande portée à un fonctionnement aussi discret que sûr, à une exploitation aussi commode qu'économique.

C'est sur les ondes de France Inter que ce procédé eut sa première mondiale, en 1972, grâce à A. Gabry, du CNET. Cependant, la naissance de ce système semble avoir provoqué de telles douleurs dans les entrailles de l'administration compétente que celle-ci ne s'en remit qu'en 1978 pour autoriser, de façon provisoire, une diffusion de signaux horaires modulés en phase [8]. Plus tard, Droitwich adopta un procédé semblable et d'autres en ont expérimenté [9].

Il y eut aussi, en 1980, des expériences à l'université de Caen, en collaboration avec Blaupunkt [10], en vue d'un système « ARI ondes moyennes ».

Dans ce système, les émetteurs AM diffusant des informations routières parlées devaient être modulés, en phase, par les fréquences indiquées plus haut comme moyens d'identification de régions ou de messages. Faute d'autorisation, ces expériences ont dû être arrêtées au moment où elles risquaient de devenir intéressantes, du fait d'une diffusion sur un vrai émetteur.

L'échec de cette tentative ARIenne n'est peut-être pas un grand mal. En effet, un succès aurait immobilisé un vecteur d'informations capable d'un flux de données nettement plus important.

D'autant plus que le vocabulaire des messages sur la circulation est assez pauvre. Avec les mots « ralentissement – bouchon – déviation », on peut déjà esquisser l'essentiel de la philosophie de la chose. Ces mots, on peut les coder, avec quelques autres, de façon que le synthétiseur de parole de l'automobiliste les rende dans la langue, voire dans le dialecte de son propriétaire, les noms des localités restant en clair.

Un tel système peut donc avertir verbalement de toute situation critique, tout automobiliste qui circule en se basant soit sur ses propres connaissances géographiques, soit sur une carte imprimée. L'appareil de cylindrée supérieure, ou simplement plus futuriste, travaillera avec une carte géographique enregistrée sur support magnétique. L'automobiliste communique ses points de départ et d'arrivée. Le système calcule l'itinéraire optimal compte tenu d'éventuelles péripéties qui lui sont communiquées par radio. Si l'automobiliste se retrouve, suite à une inattention ou à une désobéissance délibérée, sur un point non prévu par cet itinéraire, il recommence le jeu en donnant son nouveau point de départ (l'ancienne destination se trouve conservée grâce à la manœuvre d'une touche « je me suis égaré »). Dans une phase ultérieure, cette complication peut être éludée soit par un système du type « navigation », soit par des balises de carrefour qui disent à l'ordinateur de bord où se trouve l'automobiliste, même si ce dernier ne le sait pas.

A terme, un tel système de guidage pourra déterminer une économie non seulement de temps et d'énergie, mais aussi de matières premières. Comparez, en effet, volume et poids d'un panneau de circulation à ceux d'un microprocesseur – sans parler du degré d'intelligence qu'on arrive à placer dans l'un ou l'autre.

H. SCHREIBER

Bibliographie

[1] B. Diers, *Funkschau*, Munich, 1971, n° 24, p. 793.

[2] J. Konrad, *Funkschau*, Munich, 1974, n° 14, p. 535.

[3] C. Reuber, *Funk-Technik*, Munich, 1983, n° 10, p. 408.

[4] H. Koch, *Funkschau*, Munich ; 1965, n° 21, p. 579.

[5] *Electronique et Applications Industrielles*, Paris, 15.2.1978, p. 45.

[6] Th. Knoll, *Funkschau*, Munich, 1983, n° 23, p. 49.

[7] *Funk-Technik*, Munich, 1984, n° 2, p. 52.

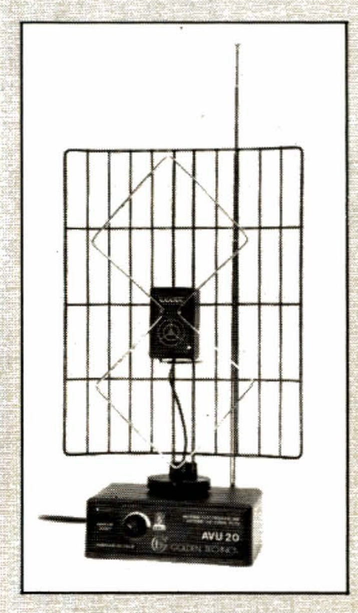
[8] *Le Haut-Parleur*, Paris, n° 1668, p. 94.

[9] *Electronique Applications*, n° 31, p. 29.

[10] J. Lepaisant, A. Zvenigorosky, H. Duckech, *Onde Electrique*, Paris, 1980, n° 10.

BLOC-NOTES

CANAL PLUS FACILE



Capter Canal Plus (aux heures où les émissions ne sont pas codées) sans grimper sur votre toit ou entamer de longues discussions avec vos copropriétaires, telle est la possibilité que vous offre cette antenne Golden Technica. L'AVU-20 est une antenne électronique, alimentée par le secteur (prochainement en 12 volts). Elle procure un gain de 0 à 32 dB en UHF (bandes IV et V) et de 0 à 20 dB en VHF (bandes I à III) et peut également servir d'antenne MF avec un gain de 0 à 20 dB).
Distribution : Golden Technica.



3e SALON DE LA VIDEO

Conjointement au Festival du Son aura lieu le 3e Salon de la Vidéo au CNIT de Paris-La Défense, du 10 au 13 mars 1985. Le grand public, client des vidéoclubs, ne sera admis que le 13 mars, les trois premières journées, 10, 11 et 12 mars, étant réservées aux seuls professionnels. Le Salon de la Vidéo occupera le niveau IV du CNIT.

Renseignements :
Bernard Becker Promotion.



NOUVELLES DU JAPON



La guerre des standards vidéo va-t-elle se rallumer avec l'arrivée du vidéo 8 mm ? Telle est la question qui se pose au Japon en ce moment. Pendant ce temps, le compact disc continue son ascension réussie, et, après le MSX, les constructeurs nippons d'ordinateurs se lancent à l'assaut du marché des 16 bits.

Le système VHS n'arrête pas de progresser sur le marché : 80,4 % des magnétoscopes produits sont des VHS, contre seulement 19,6 % pour le Beta Format. Le déclin du Beta a d'ailleurs poussé certains de ses constructeurs vers le VHS ; Toshiba, Sanyo, Nec, General commercialisent maintenant des magnétoscopes au standard JVC. Certains font même courir le bruit que Sony se prépare à sortir son VHS : un bruit bien évidemment démenti par Sony qui a présenté son Super Beta au CES de Las Vegas. Le Super Beta possède une bande passante vidéo s'étendant jusqu'à 5 MHz, au lieu de 3,58 MHz précédemment, et une définition horizontale de 260 à 270 lignes à la place des 240 lignes habituelles : de quoi réaliser des enregistrements de très haute qualité. En plus, un commutateur permet de maintenir la compatibilité avec le Beta conventionnel. Mais la riposte des tenants du VHS est attendue. La prochaine génération de magnétoscopes VHS bénéficiera d'une bande passante élargie et donc d'une image très améliorée.

La guerre des standards renaît

S'il ne fait aucun doute que le VHS s'est imposé sur le marché du magnétoscope de salon, il n'en est pas tout à fait de même pour les caméscopes. JVC a commercialisé son Videomovie VHS-C dans le monde entier (voir le H.P. de janvier), et Matsushita (Panasonic) s'apprête à faire de même avec son NV-M1, un appareil sensiblement différent. Le NV-M1 est en effet un caméscope utilisant une cassette VHS standard qui permettra donc, en Secam, 4 heures d'enregistrement. Cela ne l'empêche pas d'accuser seulement 2,5 kg (3,15 kg avec batterie et cassette) sur la balance et d'être équipé d'un tube image de 1/2 pouce ne requérant que 20 lux, d'un zoom 6 fois ouvrant à 1.4 et de fonctions macro.

Ce qui inquiète (?) le groupe VHS, c'est le vidéo 8 mm, choisi par Sony, Kodak * et Philips pour les caméscopes. Bien qu'à la suite de l'annonce par Fuji de la commercialisation prochaine de son appareil vidéo 8 mm, on ait assisté à des soldes massives de magnétoscopes Beta Format à Akihabara, le quartier de l'électronique à Tokyo. Du coup, Sony et ses alliés ont reporté le lancement du Video 8 mm à octobre 1985.

Seul le Kodavision est donc dans les boutiques américaines, donnant une piètre idée de la « prochaine génération vidéo ». Mais l'on sait déjà que les modèles japonais seront d'une qualité supérieure. Aussi, après Sony, Pioneer et Fuji, c'est au tour de Kyocera-Yashica, d'Aiwa et de Canon de rallier le groupe Video 8 mm. Seule ombre au tableau, la durée d'enregistrement très courte empêche ce nouveau « standard » de rivaliser avec le VHS, mais gageons que, comme en audio, les fabricants de bandes magnétiques accompliront des prodiges.

Ruée sur le compact disc

Après le boom fait par le compact disc sur le marché américain, les prévisions de ventes pour 1985 sont passées de 500 000 à 800 000 appareils. Dans le contexte d'un marché de l'audio globalement en récession, ce n'est déjà pas si mal. 59 % des exportations de lecteurs de compact disc sont destinées aux USA tandis que 13,7 % vont en RFA et seulement 2,5 % en France.

L'essor des ventes de C.D. semble essentiellement dû à la baisse des prix et à la diversification des produits dont le Sony D-50 n'est que l'avant-garde. La prochaine arrivée des lecteurs destinés à l'automobile devrait largement y participer.

Nous verrons bientôt en France des lecteurs de compact disc à la taille d'un autoradio sous les marques de Sony, Pioneer, Yamaha et Fujitsu-Ten. Pour que le chargement soit plus facile, certains ont développé un boîtier spécial (Sony) ou une cartouche (Yamaha).

Montés dans un tiroir semblable à ceux qui servent d'antivol aux autoradios, ils pourront également venir s'intégrer dans des systèmes audio portables. La vulgarisation du compact disc ne ferait qu'y gagner.

Si les lecteurs C.D. pour automobiles et ceux du type Walkman (Sony D-50) vont faire baisser les prix, reste à savoir où ils se stabiliseront. Les constructeurs japonais semblent d'accord sur 39 800 yens (environ 2 700 francs en France), soit le prix d'une platine tourne-disque entièrement automatique).

Il faudra compter un peu plus cher pour le lecteur de CD-ROM (compact disc sur lequel sont imprimées des données informatiques) que Sony va commercialiser au Japon. Ce CDU-1, de dimensions équivalentes à un lecteur de disquettes 5 1/4 pouces sera en effet vendu plus de 350 000 yens (25 500 francs en France). Sachez que la capacité de mémoire du compact disc est de 540 Mo, soit 270 000 pages de texte.

Quant au lecteur-enregistreur à laser de compact disc récemment présenté par Sanyo, il reste pour l'instant à l'état de prototype.

Après le MSX, les 16 bits

Grâce à la réussite du « standard » MSX japonais pour les micro-ordinateurs 8 bits, de nombreux fabricants proposent des périphériques de plus en plus étonnants. Le robot MV-9505 de Kaho Musen, par exemple, est capable d'accomplir 16 fonctions comme avancer, tourner à gauche ou à droite, sonner, éclairer, etc., pour un prix inférieur à 10 000 yens (700 francs en France). 255 opérations peuvent être programmées par un ordinateur MSX et mémorisées dans sa cartouche ROM/RAM (mémoire morte et mémoire vive). La cartouche programmée est ensuite insérée dans le robot et contrôle ses mouvements.

Mais les constructeurs japonais d'ordinateurs semblent de plus en plus s'intéresser au marché des micro-ordinateurs 16 bits. IBM est venu les narguer chez eux avec le JX, une version du PC-Junior, et la contre-attaque est lancée.

Sanyo fait maintenant construire ses « MBC-Series » en Chine populaire pour abaisser les coûts de production. Mais c'est Nec qui devance tout le monde avec 70 % du marché des ordinateurs personnels de bureau et son modèle PC-9800. Fujitsu vient jouer les outsiders avec son FM-16 Bs utilisant un processeur 80186 et possédant 512 Ko de mémoire et deux lecteurs de disquettes 3,5 pouces en standard, qui sera construit à 60 000 exemplaires en 1985.

Pierre LABEY

* *Approvisionné par... Matsushita !*

REALISEZ UN MASTERMIND A MICROPROCESSEUR

Après vous avoir proposé, dans notre précédent numéro, la description théorique de ce montage, nous abordons aujourd'hui la phase pratique avec la réalisation et la présentation du logiciel utilisé.

FIGURE 1. – Circuit imprimé du Mastermind, vu côté cuivre, échelle 1.

FIGURE 2. – Circuit imprimé du Mastermind, vu côté composants, échelle 1.

Le circuit imprimé

Afin de ne pas utiliser un nombre de straps prohibitif, nous avons décidé d'utiliser un circuit imprimé double face. Ce circuit peut être réalisé par vos soins grâce aux dessins de ses deux faces, à l'échelle 1, qui vous est proposé figures 1 et 2, mais vous pouvez aussi le trouver prêt à l'emploi chez Facim, 19, rue de Hegenheim, 68300 Saint-Louis. Dans ce deuxième cas, c'est un circuit à trous métallisés qui vous sera fourni, c'est-à-dire que vous n'aurez pas de passages entre faces à souder et que vous n'aurez à souder les composants que du côté cuivre comme sur un circuit traditionnel. Si, par contre, vous réalisez ce circuit vous-même, il faut impérativement employer la méthode photo, seule à même de donner de bons résultats pour un tracé aussi fin et pour un double face. De plus, il ne faudra pas oublier de souder des passages entre faces aux endroits adéquats, mais aussi de souder certains composants des deux côtés car leurs pattes servent en plusieurs points de passages entre faces.

La réalisation

Dans un cas comme dans l'autre, une fois que vous aurez le circuit imprimé en mains, vous pourrez commencer l'implantation des composants grâce à la figure 3. Les supports de circuits intégrés seront soudés les premiers. Si vous en employez pour les afficheurs, il faudra couper les pattes inutilisées de ceux-ci car le circuit imprimé n'a pas été prévu pour les recevoir. Vous poursuivrez alors le montage par la mise en place des résistances et condensateurs pour continuer par les interrupteurs et les transistors.

Remarquez que deux tailles ont été prévues pour les condensateurs céramique ou mylar, ce qui explique la présence de trois trous à leur niveau sur le circuit imprimé.

Le régulateur intégré du + 5 volts est monté sur un radiateur qui peut être un modèle en U du commerce ou de fabrication personnelle. Sa taille est peu critique ; il suffit qu'il fasse quelques cm^2 de surface. Le régulateur et ce radiateur sont vissés à plat sur le circuit imprimé.

FIGURE 3. – Implantation des composants.

Attention, pour des raisons de place, le chimique de 470 µF de découplage de l'alimentation est monté côté cuivre du circuit imprimé.

Lorsque le montage est terminé, contrôlez très soigneusement votre travail en utilisant un ohmmètre si besoin est pour vous assurer de la qualité de vos soudures. Si vous avez fait votre CI vous-même, vérifiez en particulier que vous n'avez pas oublié de passage entre faces ni de soudure côté composants au niveau des pattes où c'était nécessaire.

Nous insistons sur l'importance de cette phase de contrôle ; en effet, dans un tel montage, la moindre erreur peut bloquer le fonctionnement, et il n'existe alors aucun moyen de mesure simple pour en venir à bout autre que le contrôle de la qualité et de l'exactitude des connexions établies.

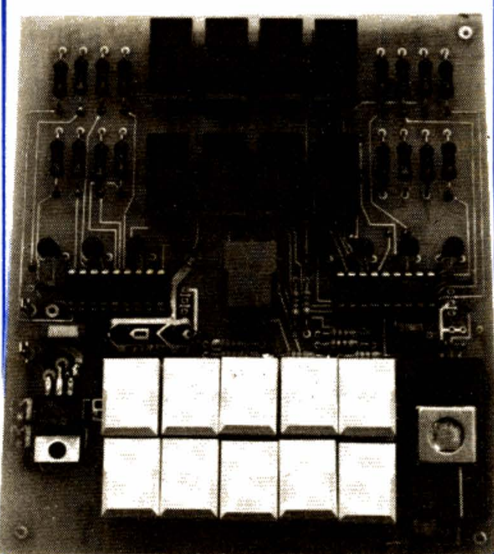


PHOTO 1. – Le circuit imprimé du Mastermind est très aéré.

Le logiciel

Ainsi que nous l'avons expliqué le mois dernier, deux solutions s'offrent à vous pour résoudre le problème du logiciel :

– Soit acheter un 68705 P3 vierge et le programmer ensuite avec les valeurs que nous allons vous indiquer, au moyen d'un montage adéquat. A titre d'information, sachez que nous avons décrit un tel programmateur dans le numéro 2 de notre confrère *Micro et Robots* (disponible contre 17 francs adressés à *Micro et Robots*, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19).

– Soit acheter le 68705 P3 tout programmé pour cette application chez Facim (adresse ci-avant) sous la référence 68705 Mastermind.

Dans un cas comme dans l'autre, la lecture du logiciel contenu dans le

68705 est intéressante à plus d'un titre, même si vous n'avez que peu d'expérience de la programmation en langage machine, car elle permet de constater le peu d'instructions nécessaires pour réaliser une tâche tout de même assez complexe.

Nous vous proposons donc deux « listings ». Le premier est le « vidage » mémoire du contenu du 68705 P3, c'est-à-dire qu'il représente ce que doit contenir le circuit correctement programmé. Les parties utiles de ce listing sont situées :

– de 0080 à 025B, ce qui constitue le programme proprement dit ;

– en 0784, qui est l'octet de programmation d'un registre spécial appelé le MOR et qui, entre autres choses, précise le type d'horloge que va utiliser le 68705 P3 (ici une horloge à résistance) ;

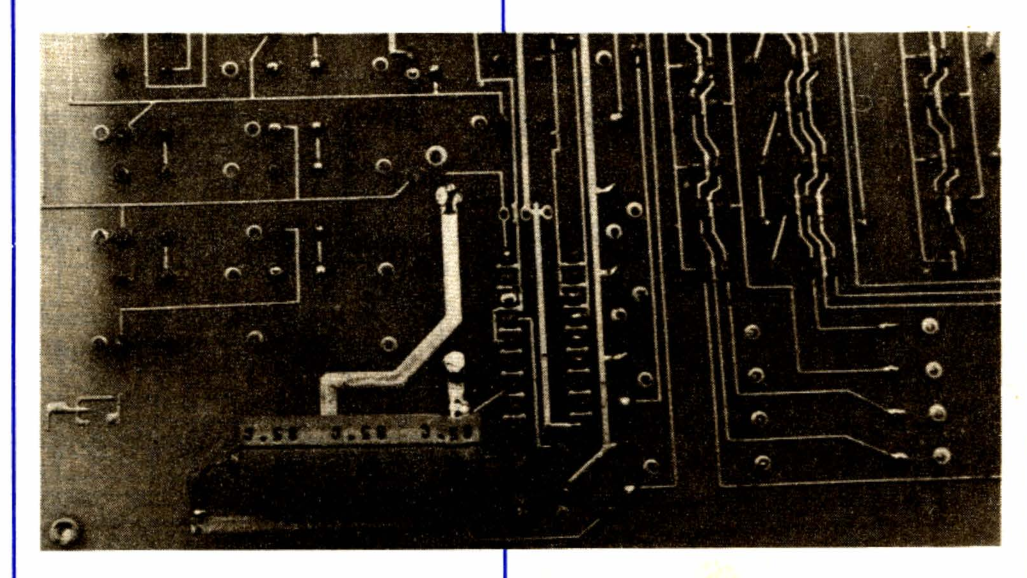
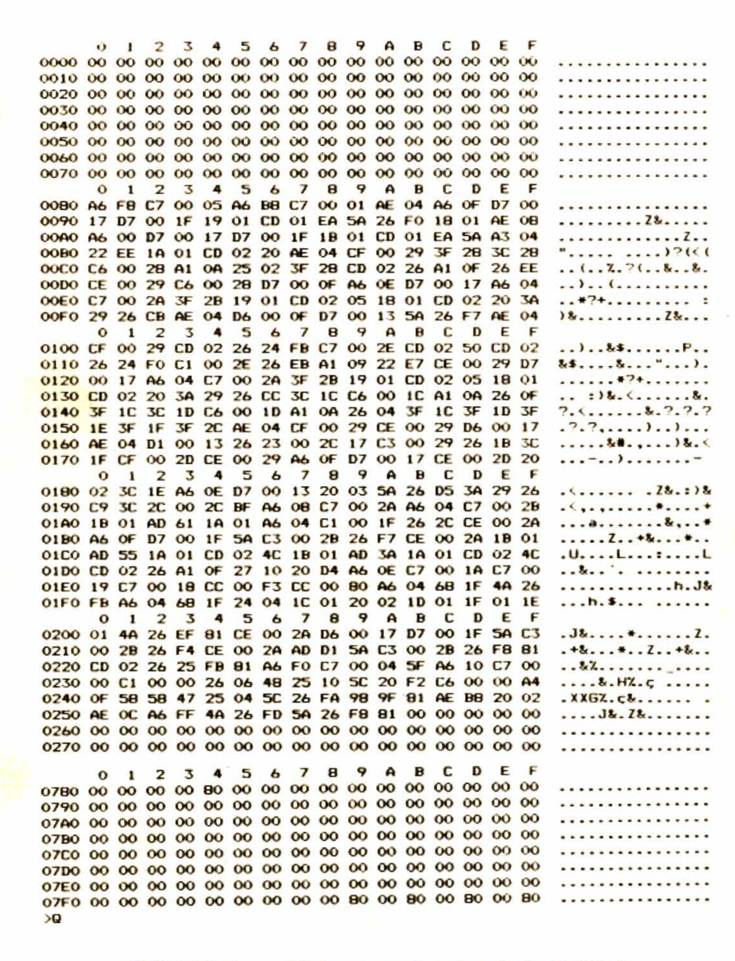


PHOTO 2. – Le condensateur de 470 µF est monté côté cuivre du CI.



```
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
0000 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0010 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0020 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0030 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0040 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0050 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0060 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0070 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
0080 A6 F8 C7 00 05 A6 B8 C7 00 01 AE 04 A6 0F D7 00   ................
0090 17 D7 00 1F 19 01 CD 01 EA 5A 26 F0 18 01 AE 0B   .........Z&.....
00A0 A6 00 D7 00 17 D7 00 1F 1B 01 CD 01 EA 5A A3 04   .............Z..
00B0 22 EE 1A 01 CD 02 20 AE 04 CF 00 29 3F 28 3C 28   "..... ....)?(<(
00C0 C6 00 28 A1 0A 25 02 3F 28 CD 02 26 A1 0F 26 EE   ..(..%.?(..&..&.
00D0 CE 00 29 C6 00 28 D7 00 0F A6 0E D7 00 17 A6 04   ..)..(..........
00E0 C7 00 2A 3F 2B 19 01 CD 02 05 18 01 CD 02 20 3A   ..*?+......... :
00F0 29 26 CB AE 04 D6 00 0F D7 00 13 5A 26 F7 AE 04   )&.........Z&...
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
0100 CF 00 29 CD 02 26 24 FB C7 00 2E CD 02 50 CD 02   ..)..&$......P..
0110 26 24 F0 C1 00 2E 26 EB A1 09 22 E7 CE 00 29 D7   &$....&..."...).
0120 00 17 A6 04 C7 00 2A 3F 2B 19 01 CD 02 05 18 01   ......*?+.......
0130 CD 02 20 3A 29 26 CC 3C 1C C6 00 1C A1 0A 26 0F   .. :)&.<......&.
0140 3F 1C 3C 1D C6 00 1D A1 0A 26 04 3F 1C 3F 1D 3F   ?.<.......&.?.?.?
0150 1E 3F 1F 3F 2C AE 04 CF 00 29 CE 00 29 D6 00 17   .?.?,....)..)...
0160 AE 04 D1 00 13 26 23 00 2C 17 C3 00 29 26 1B 3C   .....&#.,...)&.<
0170 1F CF 00 2D CE 00 29 A6 0F D7 00 17 CE 00 2D 20   ...-..)........-
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
0180 02 3C 1E A6 0E D7 00 13 20 03 5A 26 D5 3A 29 26   .<...... .Z&.:)&
0190 C9 3C 2C 00 2C BF A6 08 C7 00 2A A6 04 C7 00 2B   .<,.,.....*....+
01A0 1B 01 AD 61 1A 01 A6 04 C1 00 1F 26 2C CE 00 2A   ...a.......&,..*
01B0 A6 0F D7 00 1F 5A C3 00 2B 26 F7 CE 00 2A 1B 01   .....Z..+&...*..
01C0 AD 55 1A 01 CD 02 4C 1B 01 AD 3A 1A 01 CD 02 4C   .U....L...:....L
01D0 CD 02 26 A1 0F 27 10 20 D4 A6 0E C7 00 1A C7 00   ..&..'. ........
01E0 19 C7 00 18 CC 00 F3 CC 00 80 A6 04 6B 1F 4A 26   .............h.J&
01F0 FB A6 04 68 1F 24 04 1C 01 20 02 1D 01 1F 01 1E   ...h.$... ......
      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
0200 01 4A 26 EF 81 CE 00 2A D6 00 17 D7 00 1F 5A C3   .J&....*......Z.
0210 00 2B 26 F4 CE 00 2A AD D1 5A C3 00 2B 26 F8 81   .+&...*..Z..+&..
0220 CD 02 26 25 FB 81 A6 F0 C7 00 04 5F A6 10 C7 00   ..&%.......-....
0230 00 C1 00 00 26 06 48 25 10 5C 20 F2 C6 00 00 A4   ....&.H%.ç .....
0240 0F 58 58 47 25 04 5C 26 FA 98 9F 81 AE B8 20 02   .XXG%.ç&...... .
0250 AE 0C A6 FF 4A 26 FD 5A 26 F8 81 00 00 00 00 00   ....J&.Z&.......
0260 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0270 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................

      0  1  2  3  4  5  6  7  8  9  A  B  C  D  E  F
0780 00 00 00 00 80 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
0790 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
07A0 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
07B0 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
07C0 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
07D0 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
07E0 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00   ................
07F0 00 00 00 00 00 00 00 00 00 80 00 80 00 80 00 80   ................
>Q
```

FIGURE 4. – « Vidage » mémoire de la PROM du 68705 programmé en Mastermind.

– de 07F8 à 07FF, qui est la zone où sont rangées les vecteurs de RESET et d'interruptions.

Tout le reste de la mémoire du 68705 est laissé à 00, c'est-à-dire à l'état vierge. En effet, contrairement aux UVPROM ordinaires type 2716, 2732 et autres, le 68705 contient 00 lorsqu'il est vierge, et non FF. Pour ne pas allonger exagérément ce listing, nous l'avons d'ailleurs coupé de 027F à 0780, car cette zone est laissée vierge et ne contient donc que des 00.

Pour ceux d'entre vous qui veulent en savoir plus, la figure 5 vous propose le listing source du programme utilisé. Comme vous pouvez le constater, ce listing est particulièrement court, ce qui montre la puissance du 68705 malgré la simplicité de son architecture interne. Nous n'allons pas détailler ce programme par le menu, ce qui serait long et fastidieux, mais allons nous limiter à vous en présenter les grandes lignes.

Tout d'abord, il commence par une phase d'initialisation en INIT qui a pour but de programmer correctement les lignes d'entrées/sorties et d'effacer tout ce qui pourrait se trouver dans les 14499 et, donc, d'éteindre les afficheurs de combinaison et de mettre à 0000 les afficheurs d'indication de résultats. Vient ensuite la phase de génération des nombres aléatoires qui vont constituer la combinaison. Un nouveau nombre est généré lors de chaque appui sur la touche JEU (voir figure 3) grâce à l'appel du sous-programme CLAV de scrutation du clavier.

La partie suivante, commençant en ESSAI, s'occupe de l'entrée des quatre chiffres que vous souhaitez proposer comme combinaison. Le sous-programme de lecture du clavier CLAV est encore utilisé et est associé à un petit

ensemble d'instructions assurant l'anti-rebondissement des touches grâce au sous-programme de délai DEL25. Lorsque quatre chiffres ont été entrés, on passe à la phase suivante du programme qui est, en fait, la partie la plus « complexe » (si l'on peut dire). Remarquons que cette phase d'entrée de la combinaison pourrait être compliquée en ajoutant des possibilités de correction des chiffres frappés. Nous n'avons pas jugé bon de le faire pour un montage de ce type mais, si vous disposez d'un système de développement 6805, vous pouvez vous y risquer.

La comparaison combinaison-proposition détermine combien de chiffres de notre proposition sont exacts mais mal placés, et combien sont exacts et bien placés. L'affichage de ces informations est confié à la partie suivante du programme qui se charge aussi de la visualisation du nombre de tentatives que vous avez déjà faites.

Les divers sous-programmes sont regroupés en fin de programme principal selon une pratique classique. AFCHIF fait afficher un chiffre sur un afficheur tandis que AFNB fait afficher un nombre. CLAV se charge de la scrutation du clavier tandis que DEL300 et DEL25 sont deux sous-programmes de délai.

```
MASTERMIND A 68705 P3                                  PAGE 1

 OPT PAG
 TTL MASTERMIND A 68705P3
 PAG
*PROGRAMME DU MASTERMIND A 68705 P3
*DECRIT DANS LA REVUE LE HAUT PARLEUR
*COPYRIGHT 1985 C.TAVERNIER ET LE HAUT PARLEUR

 LIB 2.ETI5P3.TXT
 LIB 2.MAC6805.TXT

*DEFINITION DES RAM DE TRAVAIL

 ORG LOWRAM

COMBI RMB 4
COMBI2 RMB 4
STORE RMB 8
TEMPOR RMB 8
ALEA RMB 1
COUNT2 RMB 1
NRORES RMB 1
LAST RMB 1
RIGHTO RMB 1
SAVEX RMB 1
SAVEA RMB 1

*DEBUT DU PROGRAMME

 ORG LOWROM

* INITIALISATION DU JEU

INIT LDA #$F8
 STA PORTBD
 LDA #$B8
 STA PORTB
 LDX #4
INIT1 LDA #$0F
 STA STORE-1,X
 STA TEMPOR-1,X
 BCLR 4,PORTB
 JSR AFCHIF
 DECX
 BNE INIT1
 BSET 4,PORTB
 LDX #8
INIT2 LDA #0
 STA STORE-1,X
 STA TEMPOR-1,X
 BCLR 5,PORTB
 JSR AFCHIF
 DECX
 CPX #4
 BHI INIT2
```

```
MASTERMIND A 68705 P3                                  PAGE 2

 BSET 5,PORTB
 JSR DEACT2

*GENERATION DE LA COMBINAISON

GENALE LDX #4
 STX COUNT2
 CLR ALEA
NOUVO INC ALEA
 LDA ALEA
 CMP #$A
 BLO GARDE
 CLR ALEA
GARDE JSR CLAV
 CMP #15
 BNE NOUVO
 LDX COUNT2
 LDA ALEA
 STA COMBI-1,X
 LDA #$E
 STA STORE-1,X
 LDA #4
 STA NRORES
 CLR LAST
 BCLR 4,PORTB
 JSR AFNB
 BSET 4,PORTB
 JSR DEACT2
 DEC COUNT2
 BNE NOUVO

*RECHERCHE DE LA COMBINAISON

ESSAI LDX #4
ESSAI1 LDA COMBI-1,X
 STA COMBI2-1,X
 DECX
 BNE ESSAI1
 LDX #4
 STX COUNT2
REP JSR CLAV
 BCC REP
 STA SAVEA
 JSR DEL25
 JSR CLAV
 BCC REP
 CMP SAVEA
 BNE REP
 CMP #9
 BHI REP
 LDX COUNT2
 STA STORE-1,X
 LDA #4
 STA NRORES
```

```
MASTERMIND A 68705 P3                                  PAGE 3

 CLR LAST
 BCLR 4,PORTB
 JSR AFNB
 BSET 4,PORTB
 JSR DEACT2
 DEC COUNT2
 BNE REP
 INC STORE+4
 LDA STORE+4
 CMP #$A
 BNE RESULT
 CLR STORE+4
 INC STORE+5
 LDA STORE+5
 CMP #$A
 BNE RESULT
 CLR STORE+4
 CLR STORE+5

*COMPARAISON PROPOSITION - COMBINAISON

RESULT CLR STORE+6
 CLR STORE+7
 CLR RIGHTO
RL7 LDX #4
 STX COUNT2
RL4 LDX COUNT2
 LDA STORE-1,X
 LDX #4
RL2 CMP COMBI2-1,X
 BNE RL1
 BRSET 0,RIGHTO,RL6
 CPX COUNT2
 BNE RL1
 INC STORE+7
 STX SAVEX
 LDX COUNT2
 LDA #$F
 STA STORE-1,X
 LDX SAVEX
 BRA RL5
RL6 INC STORE+6
RL5 LDA #$E
 STA COMBI2-1,X
 BRA RL3
RL1 DECX
 BNE RL2
RL3 DEC COUNT2
 BNE RL4
 INC RIGHTO
 BRSET 0,RIGHTO,RL7

*AFFICHAGE DU RESULTAT
```

```
MASTERMIND A 68705 P3
PAGE 4
 LDA #8
 STA NRORES
 LDA #4
 STA LAST
 BCLR 5,PORTB
 BSR AFNB
 BSET 5,PORTB
 LDA #4
 CMP STORE+7
 BNE RL8
CLIGNO LDX NRORES
 LDA #$F
RL9 STA TEMPOR-1,X
 DECX
 CPX LAST
 BNE RL9
 LDX NRORES
 BCLR 5,PORTB
 BSR CHSUIV
 BSET 5,PORTB
 JSR DEL300
 BCLR 5,PORTB
 BSR AFNB
 BSET 5,PORTB
RL10 JSR DEL300
 JSR CLAV
 CMP #15
 BEQ RL11
 BRA CLIGNO
RL8 LDA #$E
 STA STORE+2
 STA STORE+1
 STA STORE
 JMP ESSAI
RL11 JMP INIT

*SOUS PROGRAMMES

AFCHIF LDA #4
DS1 LSL TEMPOR-1,X
 DECA
 BNE DS1
 LDA #4
DS4 LSL TEMPOR-1,X
 BCC DS2
 BSET 6,PORTB
 BRA DS3
DS2 BCLR 6,PORTB
DS3 BCLR 7,PORTB
 BSET 7,PORTB
 DECA
 BNE DS4
 RTS
```

```
MASTERMIND A 68705 P3
PAGE 5

AFNB LDX NRORES
NBSUIV LDA STORE-1,X
 STA TEMPOR-1,X
 DECX
 CPX LAST
 BNE NBSUIV
 LDX NRORES
CHSUIV BSR AFCHIF
 DECX
 CPX LAST
 BNE CHSUIV
 RTS

*

DEACT2 JSR CLAV
 BCS DEACT2
 RTS

*LECTURE DU CLAVIER

CLAV EQU *
INIPIA LDA #$F0
 STA PORTAD
 CLRX
 LDA #$10
S3 STA PORTA
 CMP PORTA
 BNE S1
 ASLA
 BCS S2
 INCX
 BRA S3
S1 LDA PORTA
 AND #$F
 ASLX
 ASLX
S5 ASRA
 BCS S4
 INCX
 BNE S5
S2 CLC
S4 TXA
 RTS

*DELAIS

DEL300 LDX #$B8
 BRA D2
DEL25 LDX #$C
D2 LDA #$FF
D1 DECA
```

```
MASTERMIND A 68705 P3
PAGE 6

 BNE D1
 DECX
 BNE D2
 RTS

*FIN DU PROGRAMME

*REGISTRE DE CONTROLE

 ORG MOR

 FCB MORRES

*VECTEURS D'INTERRUPTIONS

 ORG VTIM

 FDB INIT
 FDB INIT
 FDB INIT
 FDB INIT

 END
```

FIGURE 5

Listing source du programme utilisé pour ce jeu de Mastermind.

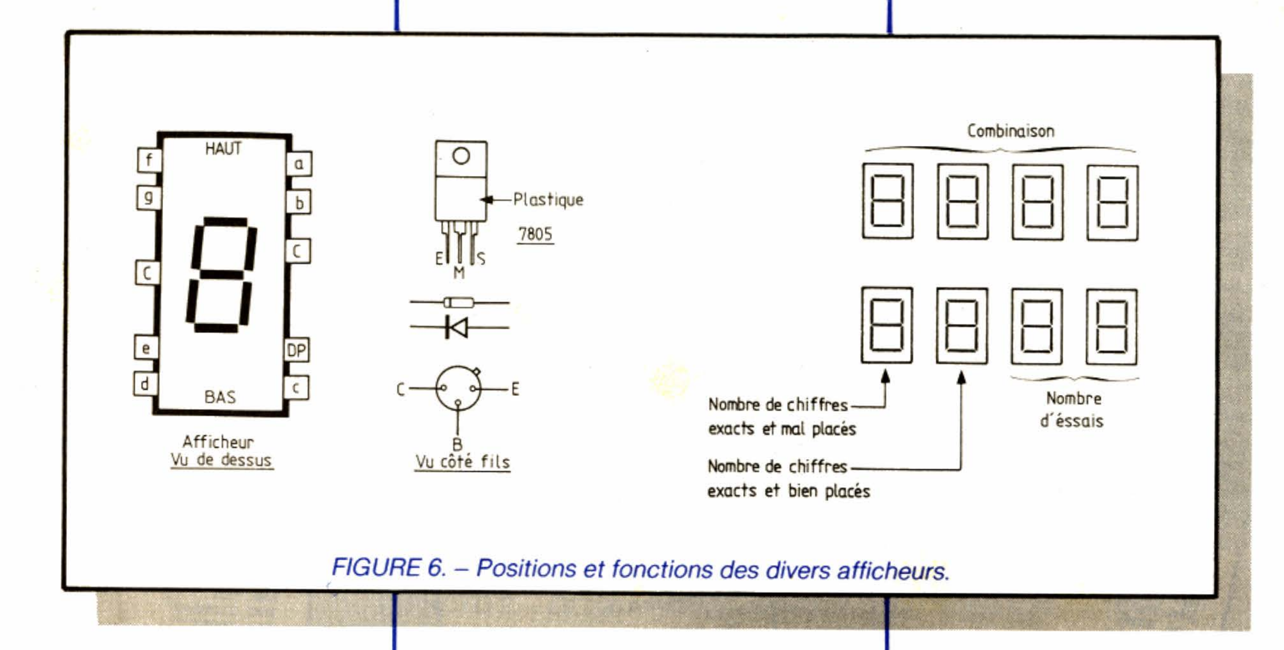


FIGURE 6. – Positions et fonctions des divers afficheurs.

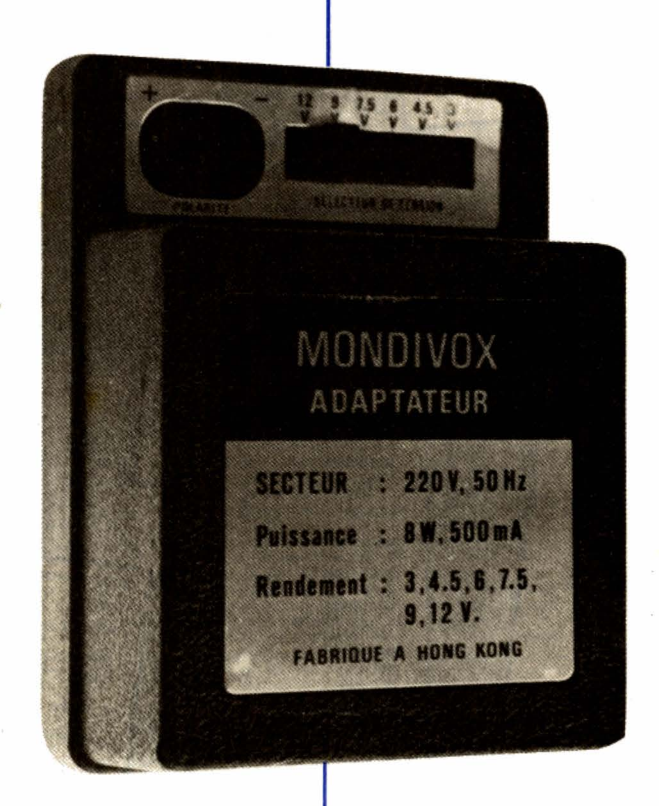


PHOTO 3. – Le bloc secteur utilisé pour alimenter notre montage.

La mise en service

Si votre montage a été bien vérifié, celle-ci ne devrait vous poser aucun problème. Commencez par positionner correctement l'interrupteur et le câble du bloc secteur utilisé. Il faut que celui-ci délivre environ 9 volts avec les polarités convenables. Attention ! Une inversion de polarité fait fumer le 7805 de régulation du + 5 volts.

Si vous utilisez un adaptateur du même type que le nôtre (un Mondivox de La Redoute mais que l'on trouve sous d'innombrables autres marques), sachez qu'il nous a suffi de mettre le commutateur de tension sur 7,5 volts car, sur 9 volts, cet adaptateur en fournissait plus de 12 ! Ce n'est pas dangereux mais fait chauffer inutilement le régulateur.

Toujours à propos de ce bloc secteur, il est pourvu d'un câble inversible qui permet de changer les polarités des prises de sortie dont il est muni. Faites un choix pour la position de ce câble et repérez la correctement.

Lorsque ces problèmes de connectique sont vus, vous pouvez relier le bloc secteur au 220 volts et constater que les afficheurs de combinaison restent éteints (sauf éventuellement les points décimaux), alors que les afficheurs de résultats indiquent 0000. Si ce n'est pas le cas, débranchez le montage et cherchez l'erreur avec le schéma théorique, de la patience et un ohmmètre.



Mode d'emploi

Il est conforme à celui du vrai Mastermind et a simplement été adapté aux possibilités de ce montage. Tout d'abord, la combinaison est composée de quatre chiffres compris entre 0 et 9. Les chiffres multiples sont admis, ainsi 2242 est-elle une combinaison qui peut vous être proposée. Les « trous », c'est-à-dire les emplacements sans chiffre ne sont, par contre, pas admis. Pour ce qui est de l'indication des résultats, la figure 6 précise la fonction et la localisation des afficheurs. Les deux afficheurs de gauche de la figure tiennent lieu des pions noir et pions blanc du vrai Mastermind. L'afficheur gauche indique le nombre de chiffres exacts et mal placés, tandis que l'afficheur d'à côté indique le nombre de chiffres exacts et bien placés. Les deux afficheurs suivants indiquent le nombre de coups que vous avez joués. Arrivés à 99, ils recyclent à 00 mais si vous en êtes à ce point, il vaut mieux jouer à autre chose...

Le jeu fonctionne de la façon suivante. Après la mise sous tension, appuyez quatre fois de suite sur la touche JEU. Chaque pression fait apparaître un tiret sur les afficheurs de combinaison. Lorsque quatre tirets sont apparus, le montage est prêt à vous faire souffrir. Appuyez alors sur les touches des chiffres que vous voulez proposer ; dès l'entrée du quatrième, le résultat est indiqué sur les afficheurs du dessous. Entrez alors votre proposition suivante et ainsi de suite.

Lorsque vous avez trouvé la combinaison, les afficheurs de résultat indiquent 04XX, où XX est le nombre de coups joués, et ils clignotent en cadence. Vous pouvez alors commencer une nouvelle partie en appuyant une fois sur la touche JEU ce qui vous replace dans le même état que juste après la mise sous tension. Attention, la pression sur la touche JEU, dans ce dernier cas, peut devoir être maintenue jusqu'à sa prise en compte effective, matérialisée par l'apparition de 0000 sur les afficheurs de résultats en remplacement du 04XX clignotant.

Pendant tout le jeu, les points décimaux des afficheurs changent d'état de façon plus ou moins aléatoire pour ajouter un peu d'animation. Si cela vous énerve, enlevez les résistances de 220 Ω repérées par un DP sur la figure 3.

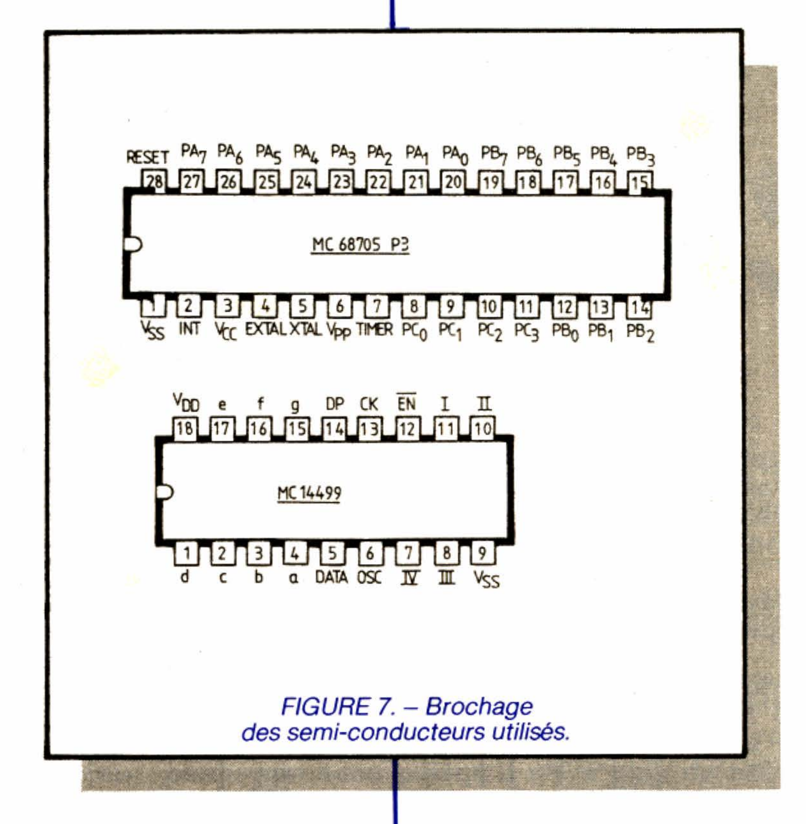


FIGURE 7. – Brochage des semi-conducteurs utilisés.

Conclusion

Nous en avons terminé avec la description de ce Mastermind à microprocesseur et souhaitons vous avoir intéressé. Outre son intérêt ludique certain puisque le Mastermind (que ce soit le vrai ou le nôtre) développe les facultés de logique et de réflexion, ce montage donne un petit aperçu de ce que l'on peut faire avec un microprocesseur monochip. Il permet d'apprécier la simplification matérielle apportée par un tel circuit par rapport au même montage réalisé en logique traditionnelle (essayez de faire tout cela avec de la logique TTL ou C-MOS pour voir !).

Nous aurons certainement l'occasion de vous proposer d'autres réalisations à base de ce 68705 et souhaitons que celles-ci contribuent à dissiper les craintes ou la méfiance qu'inspirent encore à nombre d'entre vous les microprocesseurs.

C. TAVERNIER

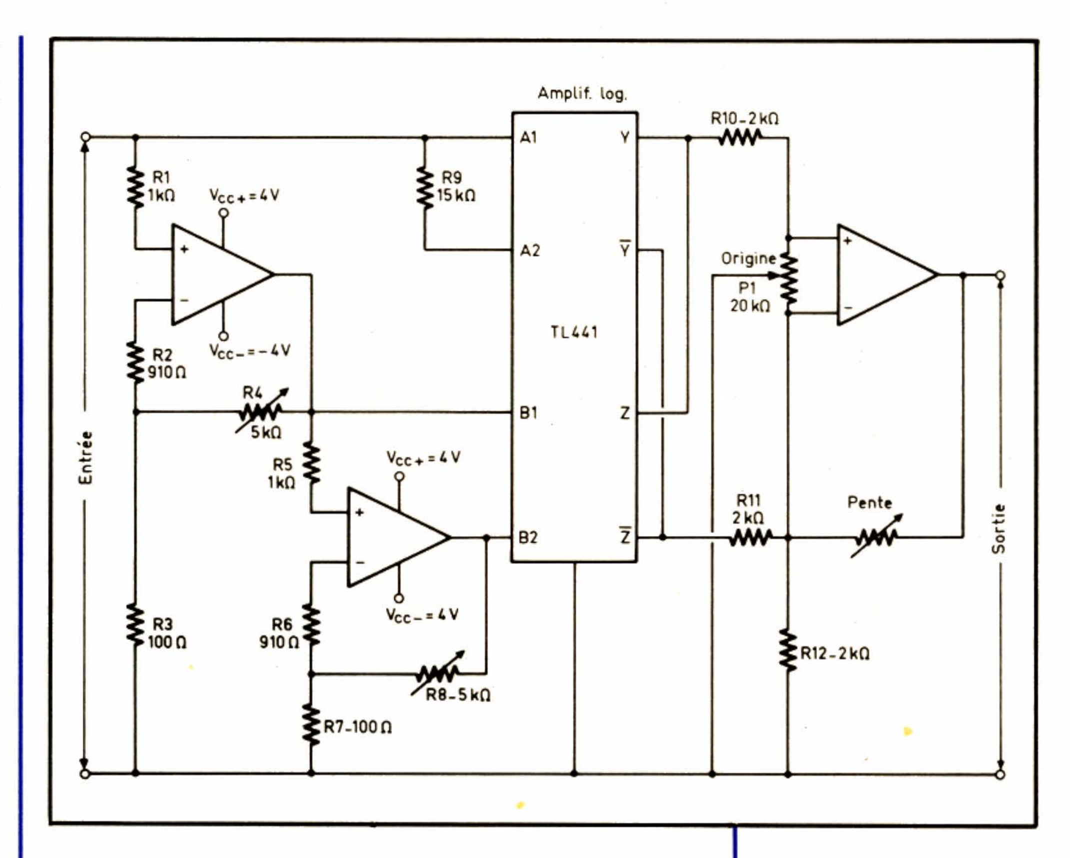
LOGARITHMES SUR SILICIUM

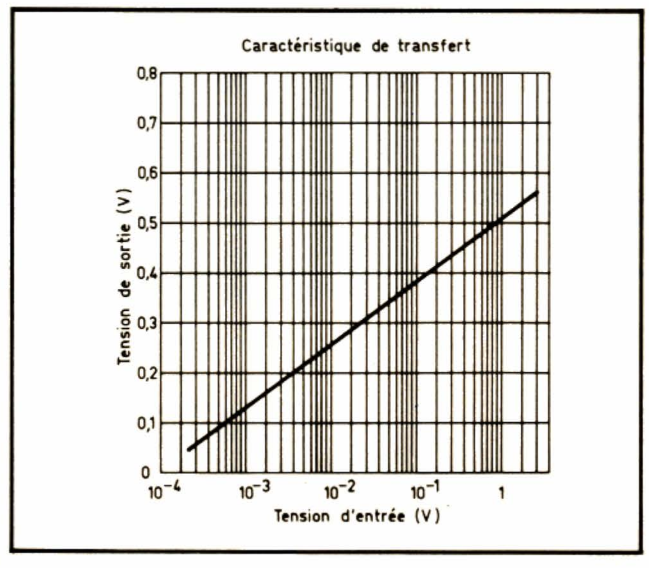
Les premiers amplificateurs logarithmiques étaient des gadgets permettant d'obtenir une échelle de décibels à peu près linéaire avec un galvanomètre de type courant. Maintenant, on dispose du TL 441, boîtier 16 broches contenant 4 amplificateurs logarithmiques, formant deux paires dont chacune débouche sur un sommateur. Jusqu'à 40 MHz, on peut ainsi couvrir une plage de 80 dB, à ± 0,5 dB près.

La figure 1 montre comment on peut obtenir avec un TL 441 une réponse logarithmique pour des tensions d'entrée comprises entre 250 µV et 3 V (tension de sortie entre 0,03 et 0,6 V environ). Les deux potentiomètres de 5 kΩ permettent d'ajuster le gain de façon qu'il y ait transition linéaire entre les deux amplificateurs qui aboutissent aux entrées B_1 et B_2.

La documentation du TL 441 contient également des exemples de calcul analogique : élévation d'une variable à une puissance donnée, élévation d'un nombre donné à une puissance variable. De plus, on y trouve un amplificateur logarithmique pour radiofréquences plage de 50 dB jusqu'à 10 MHz.

The linear Control Circuits Data Book, Texas Instruments 1980, page 330





Liste des composants

1 amplificateur logarithmique TL 441
3 amplificateurs opérationnels µA 741 ou TL 081
P_1 : 20 kΩ
R_1, R_5 : 1 kΩ
R_2, R_6 : 910 Ω
R_3, R_7 : 100 Ω
R_4, R_8 : 5 kΩ ajustable
R_9 : 15 kΩ
R_{10}, R_{11}, R_{12} : 2 kΩ



LES BASCULES RS

Les bascules, également appelées basculeurs, bistables ou flip-flop, font partie des circuits séquentiels. Ce sont des dispositifs électroniques capables de stocker une information binaire.

Les bascules étudiées aujourd'hui sont du type RS, appelées encore « latch » ou « RS asynchrone ». Un seul opérateur binaire ne peut suffire pour constituer une bascule. Il est nécessaire de disposer de deux opérateurs avec inversion (NAND ou NOR).

Une bascule RS possède deux entrées : l'une, S (ou Set), met la bascule à l'état travail (niveau logique 1), tandis que l'autre, R (ou Reset), remet la bascule à l'état repos (niveau logique 0).

Quand il s'agit d'une bascule RS réalisée avec deux opérateurs NAND, les signaux appliqués soit sur S, soit sur R, agissent quand ils prennent le niveau zéro.

Quand elle est composée de deux opérateurs NOR, ces signaux opèrent seulement s'ils sont au niveau 1.

Il y a indétermination si S = R = 0 pour le premier cas, et si S = R = 1 pour le second. Cette situation est interdite, car le montage a alors perdu son sens puisqu'il n'y a plus de basculement.

Séquentiel et combinatoire

Dans les circuits que nous venons d'étudier (NAND, NOR ...), l'état de la sortie est une fonction directe déterminée par l'état à l'entrée. Il s'agit de **circuits combinatoires.**

Un autre type de circuit existe, ce sont les **circuits séquentiels,** l'état présent à l'entrée ne suffit pas, il faut aussi tenir compte du « passé » des signaux d'entrée pour connaître l'état à la sortie. Les bascules, les compteurs, les registres à décalage font partie des circuits séquentiels.

Qu'est-ce qu'une bascule ?

C'est un dispositif électronique susceptible de changer d'état binaire sur commande et de conserver cet état jusqu'à l'apparition d'un autre signal. Ce dispositif constitue donc une « mémoire », puisque l'information binaire (0 ou 1) est stockée grâce à lui.

Une bascule électronique est également appelée « basculeur », « bistable » ou « flip-flop », on évitera néanmoins d'utiliser ce dernier terme.

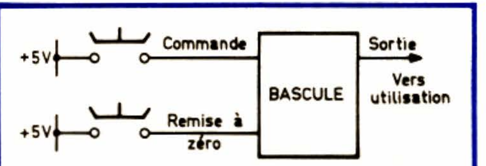


FIGURE 1 – Représentation très schématique d'une bascule.

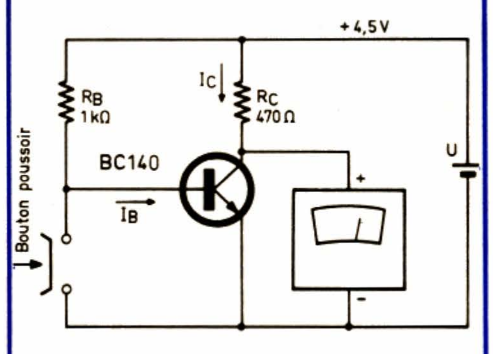


FIGURE 2 – Un transistor seul ne peut pas stocker une information.

Les applications de ces bascules sont très nombreuses. Citons un exemple : lorsque nous sommes dans un ascenseur et que nous appuyons sur le « 6 », un circuit prend en mémoire cette information. Celle-ci sera gardée jusqu'à ce que l'ascenseur soit arrivé au sixième étage. En parlant un langage un peu plus technique, disons que les commandes d'un ascenseur se composent d'autant d'éléments de mémoire que d'étages à desservir. Le fait d'appuyer sur l'un des boutons de commande envoie un signal binaire (une simple impulsion de tension) à la bascule correspondante, mettant celle-ci à l'état 1. Très schématiquement, la sortie de cette bascule est reliée à la commande du moteur de l'ascenseur qui tournera jusqu'à l'étage choisi. A cet instant, le circuit de mémoire reçoit une autre information binaire qui effacera l'information stockée. Autrement dit, il y a remise à zéro, la bascule retourne à son état primitif et le moteur n'est plus alimenté.

Une bascule peut être schématisée par un rectangle (fig. 1) ayant deux entrées : l'une pour la commande, l'autre pour la remise à zéro. Cette bascule possède également une sortie par laquelle on pourra utiliser l'information stockée.

Bascule à transistors

Comment pourrait être construit cet élément de mémoire ? Serait-il possible d'utiliser un simple transistor tel celui représenté sur la figure 2 ?

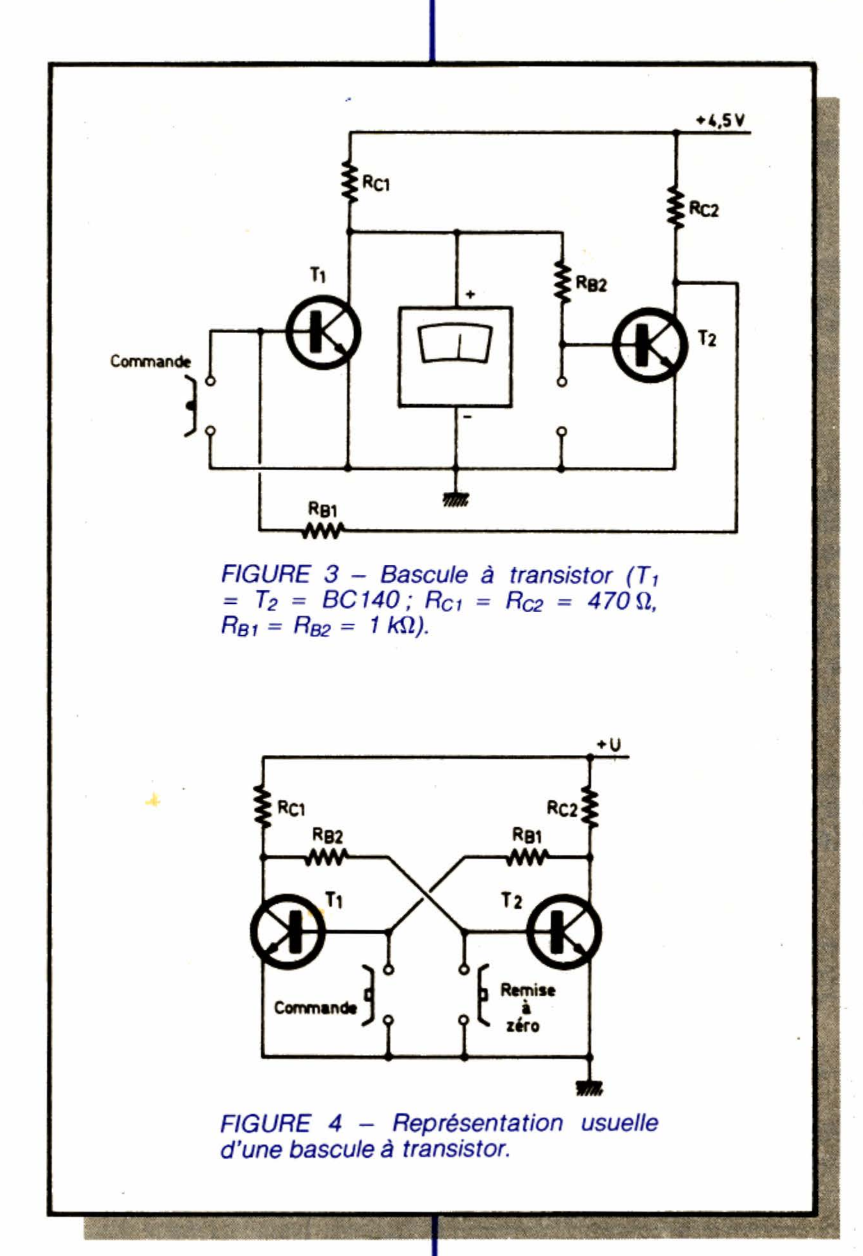


FIGURE 3 – Bascule à transistor ($T_1 = T_2$ = BC140 ; $R_{C1} = R_{C2}$ = 470 Ω, $R_{B1} = R_{B2}$ = 1 kΩ).

FIGURE 4 – Représentation usuelle d'une bascule à transistor.

Le transistor (BC140 ou autre) est polarisé pour fonctionner en commutation. Un courant I_B traverse la résistance R_B et la jonction base-émetteur. Il en résulte un fort courant I_C, et la tension mesurée par le voltmètre est très proche de zéro (plus exactement 0,2 V). Cette tension, pratiquement nulle, pourrait être considérée comme un zéro logique.

Le fait d'appuyer sur le bouton-poussoir change l'état du transistor. En jetant un coup d'œil sur le voltmètre, nous voyons que la tension collecteur passe de 0 à 4,5 V, valeur pouvant être considérée comme un « un » logique. Cette nouvelle valeur de tension collecteur ne reste que le temps durant lequel le bouton-poussoir est actionné.

Il n'y a, manifestement, aucune fonction mémoire puisque, dès que l'état à l'entrée disparaît (relâchement du bouton-poussoir), le circuit retourne à son état initial. Un moyen doit être trouvé afin que le transistor reste à l'état « 1 ». Une solution est trouvée par l'utilisation d'un deuxième transistor (T_2 de la figure 3), dont le rôle est de remplacer le bouton-poussoir, une fois que celui-ci est relâché.

Dans l'état initial, le transistor T_1 est passant, son courant de base traverse successivement R_{C2}, R_{B1} et sa jonction base-émetteur. La valeur ohmique de R_{C2} et R_{B1} a été choisie assez faible dans le but de bien saturer T_1. La tension collecteur de T_1 est très faible, comme nous l'avons vu précédemment.

Et puisque la base de T_2 est polarisée par cette tension collecteur de T_1 à travers R_{B2}, le transistor T_2 ne conduit pas, et la tension collecteur de ce dernier est très proche de 4,5 V. Il y a donc un état d'équilibre tel que T_1 est passant (état logique 0) et T_2 bloqué (état logique 1).

Actionnons maintenant le bouton-poussoir. Comme nous l'avons vu, T_1 n'est plus polarisé ; sa tension collecteur monte à 4,5 V (état 1) et, en conséquence, le transistor va conduire, d'où chute de sa tension collecteur (état 0). Cette tension nulle va prendre la relève du bouton-poussoir dès qu'il sera relâché. Le transistor T_1 restera à l'état 1 (transistor bloqué) et T_2 restera à l'état 0 (transistor passant). Un deuxième état d'équilibre apparaît donc dans le montage. La fonction mémoire est bien réalisée.

Remise à zéro

Il est bien de pouvoir mettre en mémoire une information binaire, mais il est également indispensable de pouvoir vider cette mémoire de son contenu lorsque cela est nécessaire.

Dans notre schéma à deux transistors, cette remise à zéro peut être effectuée à l'aide d'un deuxième bouton-poussoir disposé entre base et émetteur du transistor T_2. En actionnant cette nouvelle commande, T_2 se bloque, sa tension collecteur remonte à + 4,5 V et T_1 est à nouveau passant.

On retrouve alors l'état d'équilibre initial et la bascule est prête pour un nouveau basculement.

Ce montage mérite bien son nom de « bistable », avec ses deux états d'équilibre. Il est, le plus souvent, représenté d'une autre façon, comme le montre la figure 4.

Bascules à circuits logiques

Cette bascule élémentaire peut être constituée avec des opérateurs logiques. Il est seulement nécessaire d'utiliser deux éléments inverseurs tels que des portes NAND ou NOR.

Pour nos essais, nous prendrons un circuit TTL du type 7400 comportant quatre portes NAND à deux entrées.

Nous vous conseillons de lire la suite de cet article tout en manipulant. C'est en réalisant et expérimentant les montages proposés que vous progresserez dans cette technique.



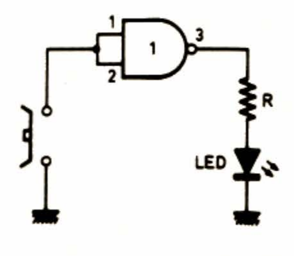


FIGURE 5 – Un seul opérateur inverseur ne peut pas stocker une information.

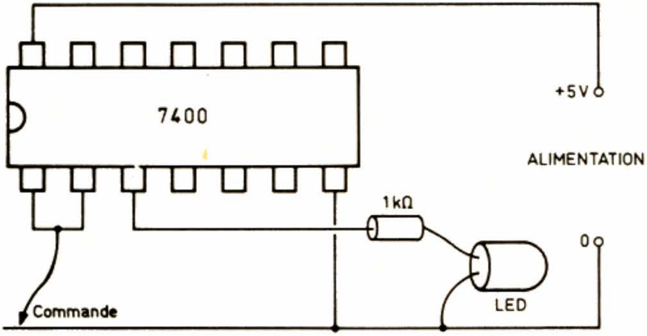


FIGURE 6 – Câblage d'un NAND, première étape pour la réalisation d'une bascule.

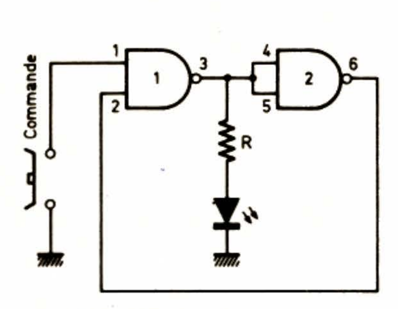


FIGURE 7 – En appuyant sur le bouton de commande, un zéro logique apparaît en 2, la sortie 3 reste à l'état haut.

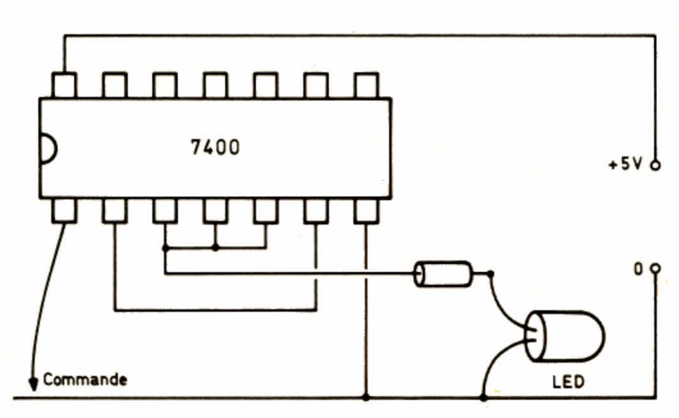


FIGURE 8 – Schéma de câblage de la bascule représentée figure 7.

En n'utilisant qu'une seule porte NAND (fig. 5 et 6), on est ramené au même stade qu'avec un seul transistor. L'état binaire « haut » ne peut être conservé qu'à la condition d'utiliser un circuit supplémentaire inverseur, comme cela est montré sur les figures 7 et 8.

Nous ne pensons pas qu'il soit nécessaire de nous attarder sur le fonctionnement de cette bascule. On se rappellera que lorsqu'une entrée d'une porte n'est pas connectée, cela équivaut à une liaison au + 5 V (revoir éventuellement ce qui a été dit sur la technologie TTL dans *Le Haut-Parleur* de novembre 1984, page 140).

A la mise sous tension de l'alimentation, les entrées du NAND n° 1 sont toutes les deux à l'état 1, la diode LED est éteinte.

Lorsque la broche 2 est reliée au 0 V (bouton-poussoir enclenché), ces deux entrées sont à l'état bas, la diode s'allume.

Quand la broche 2 sera à nouveau en l'air (poussoir relâché), les deux entrées sont à 1 et 0, la sortie du NAND n° 1 reste à l'état haut, la diode reste allumée.

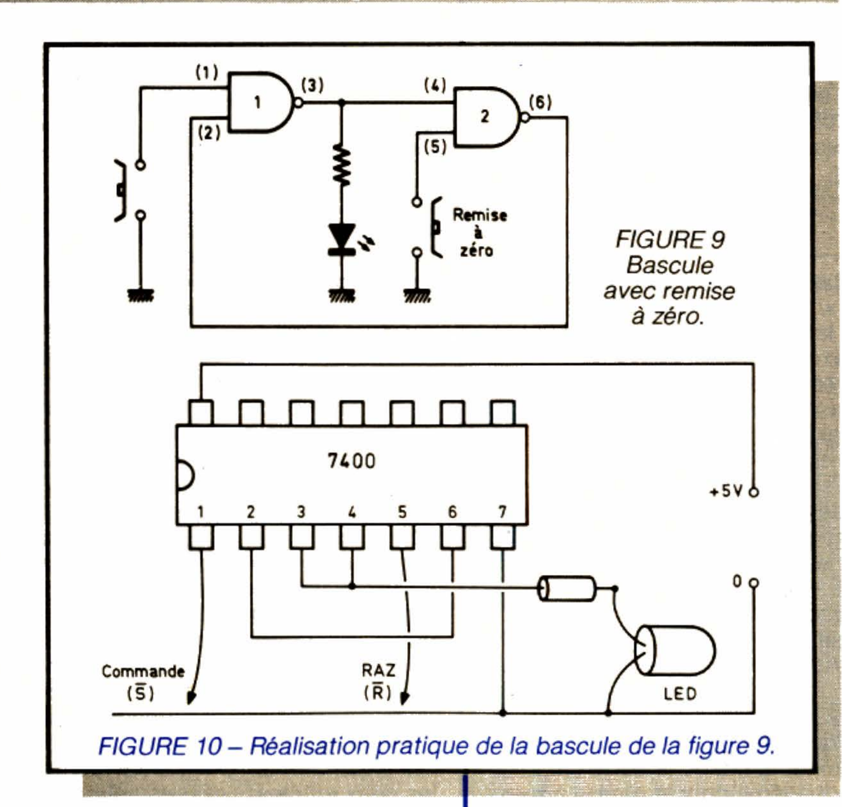


FIGURE 9 Bascule avec remise à zéro.

FIGURE 10 – Réalisation pratique de la bascule de la figure 9.

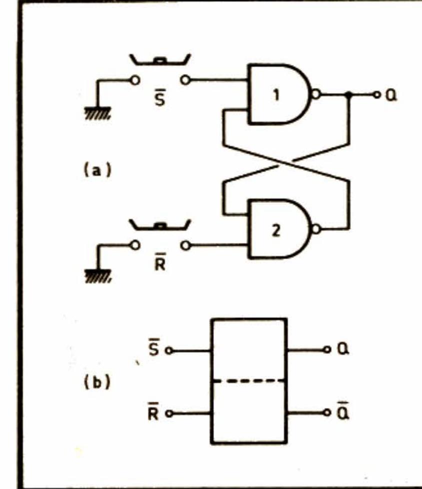


FIGURE 11 – Représentation courante d'une bascule utilisant des opérateurs NAND (a). Une représentation plus schématique est donnée en (b). La barre sur R et sur S signifie que les entrées doivent être excitées par un zéro logique.

Avec ce montage, pour revenir à l'état initial (LED éteinte), il faut soit couper l'alimentation, soit couper la liaison entre les bornes 2 et 6.

Pour la remise à zéro de cette bascule, nous allons employer une solution plus élégante, c'est-à-dire que nous allons utiliser la deuxième entrée du NAND n° 2, comme cela est indiqué sur les figures 9 et 10.

Le fait d'actionner et de relâcher le bouton-poussoir de remise à zéro met la sortie du NAND n° 2 au niveau haut, entraînant celle du NAND n° 1 au niveau bas.

Cette bascule utilisant deux portes NAND est représentée le plus souvent sous la forme donnée figure 11a. Un schéma encore plus simplifié prend la forme d'un rectangle avec deux entrées et deux sorties (fig. 11b).

Bascule RS

Ce type de bascule est appelé « bascule RS », R et S étant le nom des deux entrées, lettres initiales des expressions anglo-saxonnes RESET et SET.

L'entrée S (Set) sert à la commande de la bascule pour qu'elle soit au niveau logique « 1 ». L'autre entrée, R (Reset), est la remise à zéro de la bascule. La sortie est désignée par la lettre majuscule Q. Il est courant d'utiliser la sortie complémentée $\overline{Q}$. Lorsque la bascule est à l'état « 1 », Q = 1 et $\overline{Q}$ = 0.

Pourquoi, sur la figure représentant la bascule RS réalisée avec deux opérateurs NAND, avons-nous inscrit $\overline{S}$ et $\overline{R}$? La raison est que, pour avoir l'état 1 (Q = 1), on doit appliquer un zéro logique (niveau masse) sur l'entrée de la commande, d'où la barre sur le S. Il en est de même pour la remise à zéro.

Table de vérité

Il est intéressant de connaître l'état de sortie d'une bascule pour toutes les possibilités d'excitation des deux entrées, aussi dresserons-nous la table de vérité d'un basculeur RS, comme nous l'avions fait précédemment avec les opérateurs de base.

Le montage est toujours branché comme sur la figure 10. Une deuxième diode LED pourrait être branchée sur la broche 6 pour visualiser l'état de la sortie $\overline{Q}$.

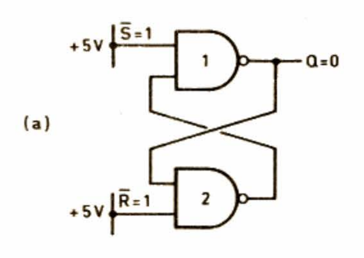
Si nous laissons « en l'air » les entrées 1 et 5, la sortie Q sera au hasard à l'état 0 ou à l'état 1. En réalité, tout dépend de la rapidité d'établissement du courant dans les deux portes qui ne sont pas rigoureusement pareilles, une des portes se ferme plus rapidement que l'autre.

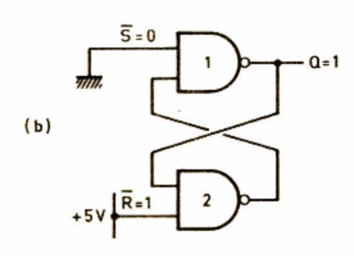
Supposons que la sortie soit à l'état zéro à la mise sous tension (fig. 12a), la bascule est à l'état zéro (Q = 0). Le fait de brancher les entrées $\overline{S}$ et $\overline{R}$ au + 5 V ne change rien en ce qui concerne l'état de la bascule.

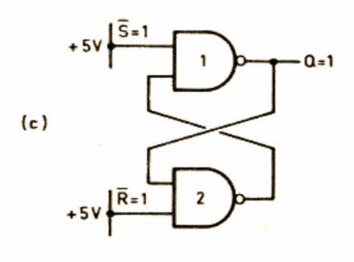
En (b), l'entrée $\overline{S}$ passe de l'état 1 à l'état 0, le niveau de sortie change : Q = 1. Ce niveau logique est appliqué à l'une des entrées de la porte 2. Il y a équilibre et la bascule reste dans cet état (même si à nouveau on fait $\overline{S}$ = 1 comme en (c)). En revanche, en changeant l'état de $\overline{R}$, qui passe de 1 à 0, la bascule est ramenée au repos comme en (d). L'entrée $\overline{R}$ peut revenir à l'état logique 1, la bascule reste dans ce même état de repos comme en (e).

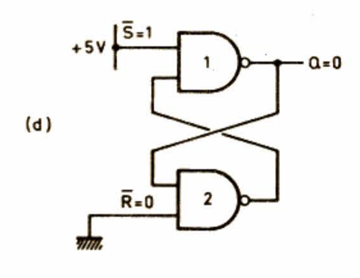
Notons que si à nouveau nous faisons $\overline{R}$ = 0, le montage ne rebascule pas, et Q garde sa valeur logique zéro.

Remarquons aussi qu'un cas n'a pas été expérimenté. C'est celui de porter les deux entrées $\overline{S}$ et $\overline{B}$ en même temps









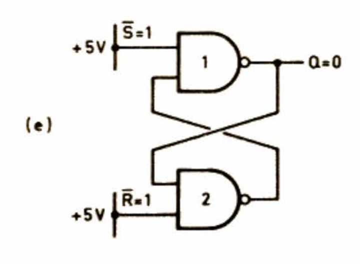


FIGURE 12 – Représentation des différents états que peut prendre la bascule.

au zéro logique. Cette manipulation est interdite avec la bascule RS. On dit qu'il y a **indétermination.** Les deux sorties Q et $\overline{Q}$ sont au même niveau logique 1 et le montage a perdu son sens car il n'y a plus de basculement.

Nous pouvons porter nos remarques sur une table de vérité (fig. 13). Mais celle-ci manque de précision, il serait quand même plus utile de savoir, étant donné l'état de la sortie Q (0 ou 1), ce que devient cette sortie pour chaque cas d'attaque des entrées $\overline{R}$ et $\overline{S}$. On considère alors l'état présent de la sortie, soit Q_n, puis son état après application des niveaux logiques sur $\overline{R}$ et $\overline{S}$. Ce nouvel état étant appelé $Q_n + 1$. Cette nouvelle table de vérité comporte alors 8 lignes puisqu'il y a 3 variables à considérer (Q_n, $\overline{R}$ et $\overline{S}$) (fig. 14). On retrouve alors les différentes étapes des manipulations de tout à l'heure. Par exemple la ligne 2 concerne l'état logique de la figure 12b, la dernière ligne, l'état donné en (c).

$\overline{S}$	$\overline{R}$	Q
0	0	indétermination
0	1	1 (état travail)
1	0	0 (état repos)
1	1	pas de changement

FIGURE 13 – Table de vérité résumant les résultats des manipulations.

	Q_n	S	R	$Q_n + 1$
(1)	0	0	0	indétermination
(2)	0	0	1	1
(3)	0	1	0	0
(4)	0	1	1	0 (inchangé)
(5)	1	0	0	indétermination
(6)	1	0	1	1
(7)	1	1	0	0
(8)	1	1	1	1 (inchangé)

FIGURE 14 – Table de vérité tenant compte de l'information stockée précédemment.

Q_n	S	R	$Q_n + 1$
0	1	X	0
0	0	1	1
1	1	0	0
1	X	1	1

Fig. 15 – Table de vérité fonctionnelle d'une bascule RS équipée de NAND (X signifie que 1 ou 0 peut être appliqué indifféremment).

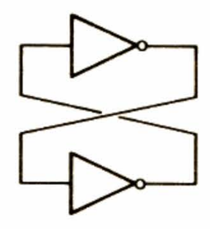


FIGURE 16 – Bascule composée d'inverseurs binaires.

L'examen de cette nouvelle table appelle quelques remarques. D'abord dans le cas où $Q_n = 0$, nous voyons que $Q_n + 1 = 1$ seulement si $\overline{S} = 0$ et $\overline{R} = 1$. De même, toujours pour $Q_n = 0$, le montage ne basculera pas si $\overline{S} = 1$, tandis que l'état de $\overline{R}$ est indifférent (0 ou 1), ce qui peut s'écrire $\overline{S} = X$.

Dans le cas où $Q_n = 1$, il y a basculement seulement pour : $\overline{S} = 1$ et $\overline{R} = 0$, tandis que la bascule reste au même état un si $\overline{R} = 1$ et $\overline{S} = X$. On peut donc dresser une table de vérité fonctionnelle en tenant compte de ces remarques, elle apparaît sur la figure 15. Cette nouvelle table de vérité simplifie énormément le travail pour l'étude des circuits logiques comportant des bascules RS.

Bascules RS avec portes NOR

Nous avons dit qu'il fallait deux opérateurs avec négation pour réaliser une bascule. Deux inverseurs se mordant la queue constituent une bascule, mais son inconvénient est qu'il est impossible de changer l'état de cette bascule. Si on s'aventurait à relier à la masse la sortie de l'inverseur, qui est en position travail, pour faire basculer le montage, on prendrait le gros risque d'endommager le circuit (fig. 16).

Un autre opérateur logique ayant également la fonction inversion est le NOR. Deux portes NOR peuvent, dans une bascule RS, être utilisées à la place des NAND (schéma de la figure 17).

Certaines remarques doivent être faites au sujet de cette bascule.

On voit d'abord que la disposition des entrées R et S par rapport à la sortie Q n'est pas la même que pour celle faite avec des NAND.

Les commandes R et S agissent lorsqu'on leur applique le niveau 1. En attente, ses entrées sont au niveau 0. En ce qui concerne l'indétermination, elle apparaît lorsque R = S = 1.

Cette bascule pourra être réalisée avec un circuit 7402 comportant 4 NOR à 2 entrées (schéma de branchement donné dans *Le Haut-Parleur* de novembre 1984).

Afin d'expérimenter le montage, il est avantageux de dresser la table de vérité analogue à celle représentée figure 14. On en déduira la table de vérité fonctionnelle de la figure 17.

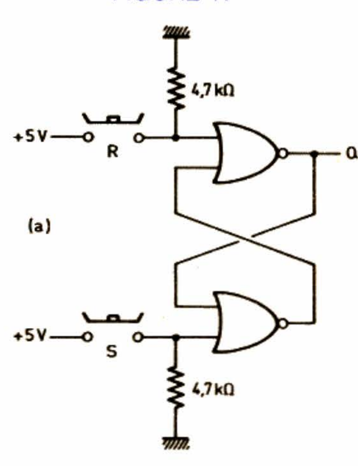
Fonctionnement en dynamique

La figure 18 nous montre une bascule R_S attaquée, non pas statiquement, mais par des impulsions qui sont ici négatives puisque la bascule est constituée de deux NAND. Si les opérateurs avaient été des NOR, les deux résistances auraient été reliées au 0 V et les signaux auraient eu une polarité positive, et leurs points d'attaque inversés.

Bascule RS intégrée

Les circuits 74118 et 74119 contiennent chacun six bascules. Le premier comporte une remise à zéro commune.

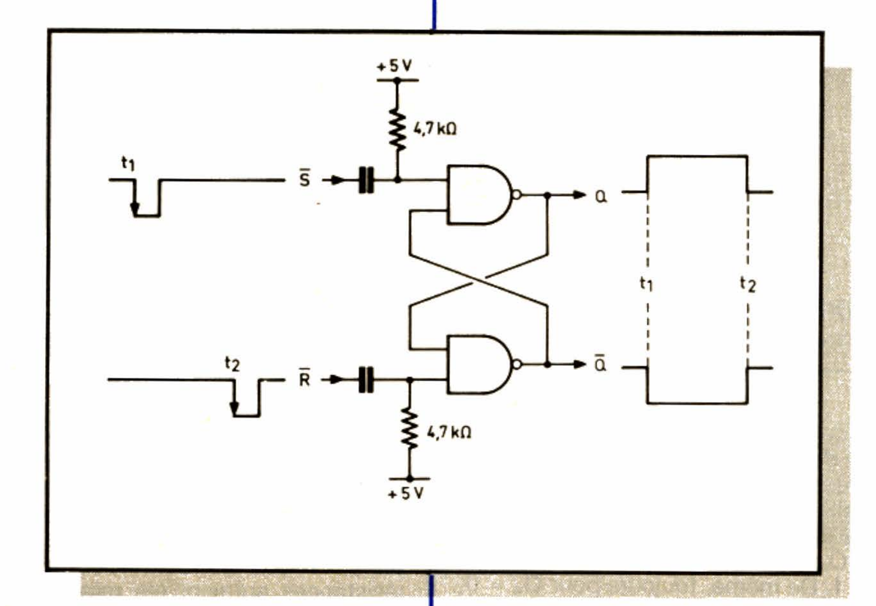
FIGURE 17



Bascule RS équipée de NOR ▲

Q_n	S	R	Q_{n+1}
0	0	X	0
0	1	0	1
1	0	1	0
1	X	0	1

et sa table de vérité fonctionnelle ▲



Exercices d'application (fig. 19)

Les bascules sont souvent associées à des portes logiques. Nous vous proposons de trouver le signal de sortie de trois montages recevant deux suites de signaux en parallèle. Ces schémas comportent un inverseur permettant de résoudre le problème d'indétermination. Les signaux Q vous seront donnés le mois prochain avec quelques explications (les entrées des bascules sont marquées S et R, elles agissent quand on leur fait prendre le niveau 1).

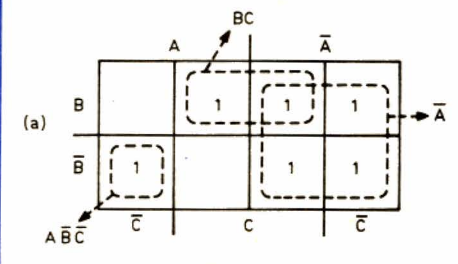
Solution des exercices sur le diagramme de Karnaugh

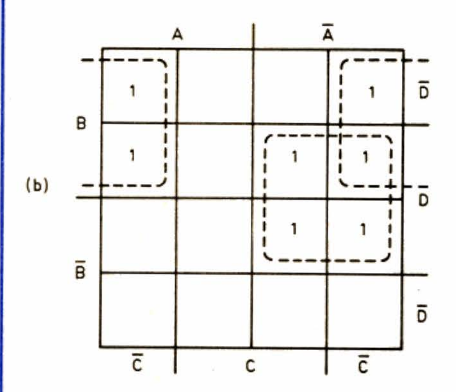
Il s'agissait d'abord de représenter l'expression $X = \overline{A} + A\overline{B}\overline{C} + BC$. Puisque nous avons trois variables (ABC), le tableau comporte 2^3, soit 8 cases (fig. 20a).

Il fallait ensuite simplifier l'expression $X = \overline{A}B\overline{C}D + \overline{B}\overline{C} + \overline{A}D$. La solution est $X = \overline{A}D + \overline{B}\overline{C}$ (fig. 20b).

Il était ensuite demandé de donner l'équation représentée par le diagramme de Karnaugh de la figure 20c. La réponse est : X = BCD.

J.-B. P.





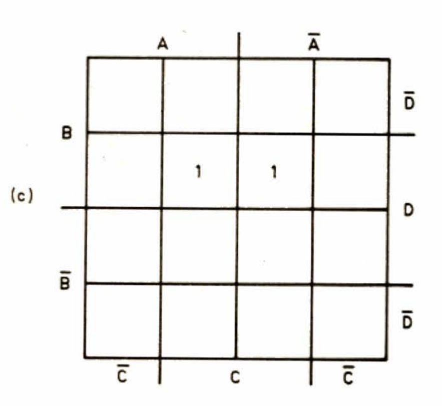


FIGURE 20 – Voir texte.

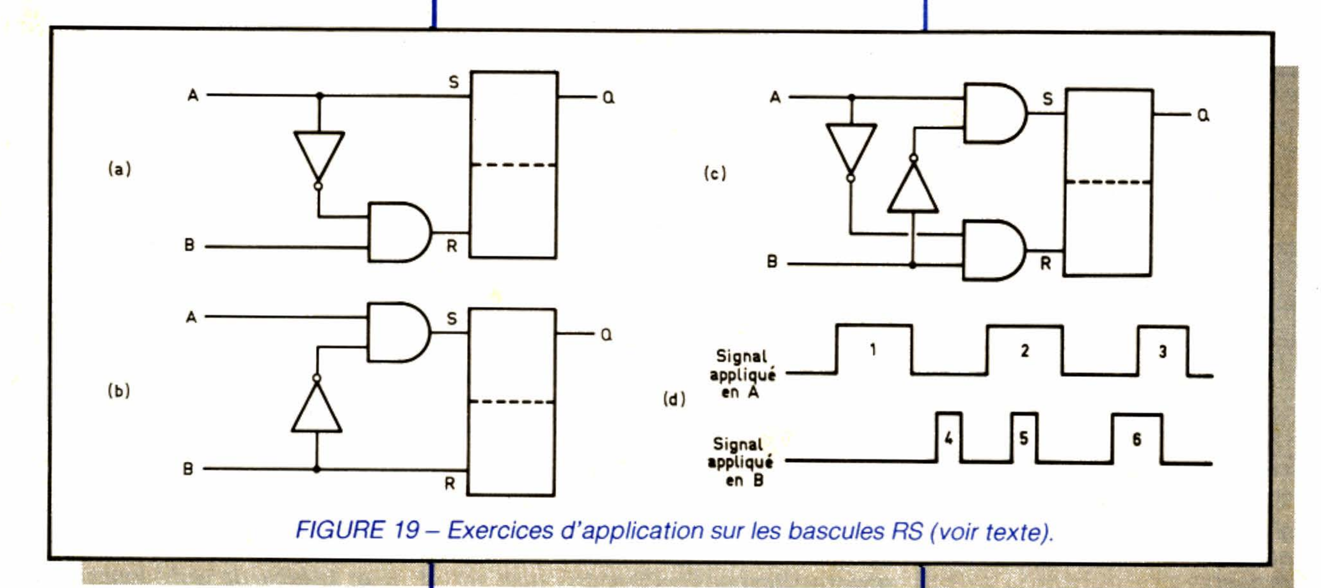


FIGURE 19 – Exercices d'application sur les bascules RS (voir texte).

REALISEZ VOTRE ORDINATEUR PERSONNEL

Nous vous avons présenté, dans notre numéro de janvier et dans un article intitulé « Réaliser son micro-ordinateur en 1985 », les raisons qui nous poussent à vous proposer une telle description ainsi que les caractéristiques principales du micro-ordinateur concerné. Nous n'allons donc pas y revenir et nous demandons à ceux d'entre vous qui veulent en savoir plus de se reporter audit numéro. Nous allons donc aujourd'hui entrer immédiatement dans le vif du sujet avec, tout d'abord, quelques rappels théoriques simples mais indispensables pour pouvoir suivre la réalisation dans les meilleures conditions. Afin de ne pas alourdir exagérément cette série d'articles, nous n'allons pas étudier en détail toutes les bases de la micro-informatique mais seulement celles qui nous sont indispensables pour notre réalisation. Rappelons que si un tel sujet vous intéresse, notre série « L'ABC de la micro-informatique » est là pour ça.

Structure d'un mini-ordinateur

L'étude que nous allons présenter maintenant n'a pas la prétention d'être générale : en effet, nous allons l'orienter vers notre réalisation, notre propos n'étant pas de faire un cours de micro-informatique.

Examinons la figure 1, qui n'est autre que le synoptique simplifié de tout ordinateur quel qu'il soit. Nous y voyons trois ensembles fondamentaux qui sont :

– L'unité centrale, ou CPU en américain, qui n'est autre que la partie « pensante » de la machine ; c'est à son niveau que se font les calculs et que se prennent les décisions. Dans un mini-ordinateur, cette unité centrale est constituée d'un microprocesseur entouré de quelques boîtiers logiques.

– La mémoire, qui est un ensemble de circuits capables d'emmagasiner des informations de façon temporaire : on a alors affaire à de la RAM c'est-à-dire à de la mémoire dans laquelle on peut lire et écrire ; ou de façon permanente : on a alors affaire à de la ROM, c'est-à-dire de la mémoire dans laquelle on ne peut que lire. La taille de ces deux types de mémoire est très variable selon le rôle et la taille de l'ordinateur concerné, et, bien que ces deux notions soient liées, il ne faut pas systématiquement juger la puissance d'un calculateur en fonction de la taille de sa mémoire.

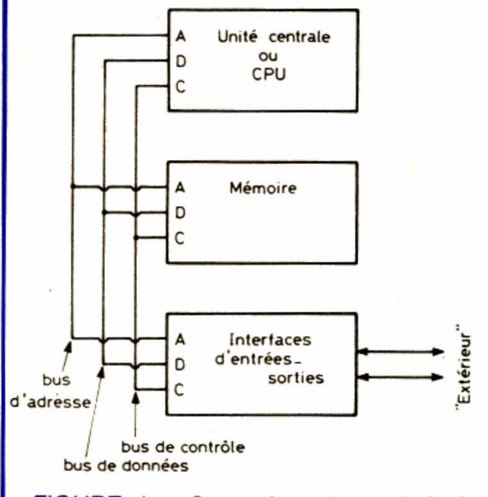


FIGURE 1 – Synoptique très général de tout ordinateur.

– Les interfaces d'entrées/sorties, qui sont les moyens de liaison entre l'unité centrale et le monde extérieur. Ces interfaces peuvent revêtir des aspects très divers, depuis le terminal clavier-écran classique (style terminal de réservation SNCF ou Air Inter) jusqu'au convertisseur analogique digital, par exemple. Le rôle de cette interface étant, dans tous les cas, de convertir des informations d'un langage en un autre.

Tous ces circuits travaillent en binaire (voir ci-après), c'est-à-dire dans un système de numération qui n'utilise que des « zéro » et des « un ». Un « zéro » est matérialisé par une tension voisine de la masse, tandis qu'un « un » est matérialisé par la présence d'une tension non nulle. Comme les circuits de la famille 6800, utilisés dans notre système, travaillent avec des signaux aux normes TTL, nous utiliserons ces normes tout au long de cette réalisation (c'est, par ailleurs, une norme universelle) ; à savoir : un « zéro » logique est représenté par une tension comprise entre 0 V et 0,8 V, un « un » est représenté par une tension comprise entre 2,4 V et 5 V, tout signal compris entre 0,8 V et 2,4 V est à un niveau logique indéterminé.

Les différents ensembles de la figure 1 communiquent entre eux au moyen de ce que l'on appelle un bus. Le principe du bus est explicité figure 2 ; tous les signaux de même rôle (donc de même nom) de tous les boîtiers du système sont reliés entre eux, étant entendu qu'à un instant donné un seul boîtier à la fois est actif, les autres étant placés dans un état haute impé-

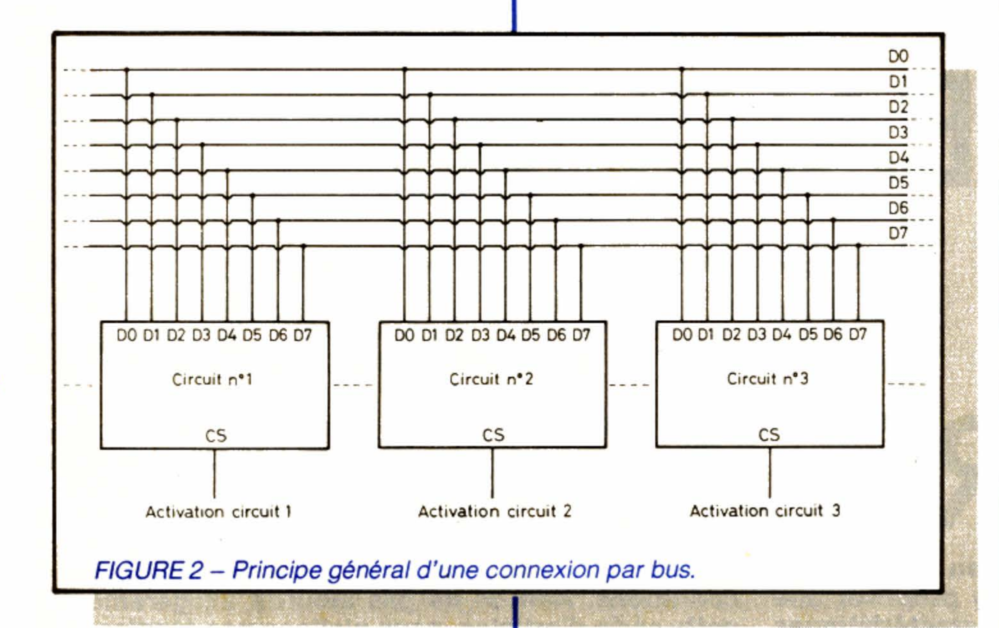


FIGURE 2 – Principe général d'une connexion par bus.

dance (nous y reviendrons). Ce principe permet d'économiser une très grande quantité de fils de câblage et simplifie considérablement la réalisation.

Dans notre système (ainsi que dans beaucoup d'autres), on distingue trois bus : le bus de données, le bus d'adresses et le bus de contrôle.

Le bus de contrôle véhicule un certain nombre de signaux de service sur le rôle desquels nous aurons l'occasion de revenir plus tard ; en revanche, il nous faut expliciter ce que sont les adresses et les données.

Mémoire, données et adresses

Nous avons dit qu'une mémoire permettait de stocker de l'information sous forme binaire, c'est-à-dire sous forme de 0 et de 1. Cette information contenue dans une mémoire reçoit le nom très général de « donnée ». Il est bien évident que ces diverses données ne sont pas placées dans la mémoire n'importe comment puisqu'il faut que l'unité centrale, lorsqu'elle accède à la mémoire, puisse retrouver telle ou telle donnée particulière. Ces données sont donc repérées dans la mémoire par ce que l'on appelle une adresse ; un peu comme l'on repère les maisons d'une même rue au moyen d'un numéro. Dans une mémoire quelconque considérée seule, les adresses commencent toujours à zéro pour augmenter jusqu'à atteindre un nombre égal à la capacité de la mémoire. Considérons, par exemple, la mémoire très simple de la figure 3, c'est une mémoire de 8 mots de 2 chiffres. Nous dirons qu'à l'adresse 2 de cette mémoire se trouve la donnée 81, qu'à l'adresse 6 se trouve la donnée 27, etc.

Tout ceci pour vous faire comprendre qu'un boîtier-mémoire comporte donc obligatoirement des lignes dites d'adresse servant à sélectionner au moyen du code qui leur est appliqué l'emplacement de telle ou telle donnée ; donnée que l'on peut alors lire sur les lignes dites de données de la mémoire.

Pour en revenir à nos notions de bus exposées ci-avant, notre mini-ordinateur synoptique de la figure 1 dispose donc de deux bus distincts (en plus du bus de contrôle déjà évoqué) : le bus d'adresses qui véhicule des adresses à destination des mémoires ou de circuits assimilables à des mémoires, et le bus de données qui véhicule les données se trouvant à l'adresse transmise par le bus d'adresses. Le sens de transfert des signaux d'adresse est toujours le même et va du microprocesseur vers la mémoire et les périphériques puisque le seul élément doué de décision est le microprocesseur ; en revanche, les données peuvent se déplacer dans les deux sens puisque le microprocesseur peut lire des données dans une mémoire (auquel cas les données vont dans le sens mémoire vers micro) mais il peut aussi écrire dans une mémoire (auquel cas les données vont dans le sens micro vers mémoire).

Adresses	Données
00	39
01	28
02	81
03	42
04	51
05	08
06	27
07	47

FIGURE 3 – Exemple de mémoire : celle-ci est une 8 mots de deux chiffres (voir texte)

Ceci étant vu, nous allons procéder à quelques rappels de numération car, si le binaire est bien connu de nombreux lecteurs, il n'en est pas de même pour l'hexadécimal.

Rappels de numération

La numération binaire est très simple dans sa théorie comme dans son principe puisqu'il suffit de travailler en base 2 plutôt qu'en base 10. Qu'est-ce que cela signifie ? Tout simplement qu'en numération décimale on exprime les nombres comme des sommes de multiples de puissance de 10 ; ainsi, par exemple, quand nous écrivons 389, cela signifie :

– $389 = 3 \times 100 + 8 \times 10 + 9 \times 1$,
ou encore, si l'on fait intervenir les puissances de 10 (voir tableau de la fig. 4) :
– $389 = 3 \times 10^2 + 8 \times 10^1 + 9 \times 10^0$.

En numération binaire, on exprime les nombres à partir des puissances de 2. Soit, par exemple, à convertir en binaire 79, nous allons commencer par le décomposer en somme des puissances de 2, à savoir :

– $79 = 64 + 8 + 4 + 2 + 1$,
soit, si l'on fait apparaître les puissances de 2 (voir fig. 4) :
– $79 = 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$ et 79 s'écrira donc en binaire 1001111.

La conversion inverse s'effectue selon une méthode analogue ; soit, par exemple, à convertir 101101 en décimal ; nous pouvons écrire :
$101101 = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0$
soit $101101 = 32 + 8 + 4 + 1 = 45$.

Ce procédé de conversion, quoique simple, présente cependant un défaut : il nécessite des calculs d'autant plus longs que les nombres à convertir sont grands. Par ailleurs, on peut remarquer

que, pour coder en binaire les chiffres de 0 à 9, il faut 4 chiffres binaires (on dit 4 bits, de l'américain BInary digiT) allant de 0000 à 1001, or l'on constate également que 4 bits permettent de réaliser 16 combinaisons différentes : donc nos 4 bits sont sous employés pour coder 10 chiffres seulement puisqu'ils peuvent coder de 0 à 15 inclus.

Tout cela nous conduit à introduire une nouvelle base de numération qui n'est autre que la base 16, appelée aussi base hexadécimale. Cette base s'utilise comme toutes les autres et l'on passe du décimal à l'hexadécimal et vice versa comme expliqué ci-avant pour le binaire, les puissances de 10 ou de 2 étant ici des puissances de 16. Par ailleurs, comme il n'existe pas de symbole pour représenter les nombres 10, 11, 12, 13, 14 et 15 qui, en base hexadécimale sont des chiffres, il est admis par convention que 10 s'appelle A, 11 B, 12 C, 13 D, 14 E et 15 F. Comprenons bien la nécessité de ce codage des nombres de 10 à 15 par un symbole unique par nombre. Si cela n'avait pas été fait, lorsque l'on aurait écrit 114 en hexadécimal, cela aurait pu signifier 11 suivi de 4 mais aussi 1 suivi de 14, tandis qu'avec notre codage, nous écrirons 1E pour 1 suivi de 14 et B4 pour 11 suivi de 4 ; il n'y a plus de confusion possible.

n	2^n	10^n	16^n
0	1	1	1
1	2	10	16
2	4	100	256
3	8	1 000	4 096
4	16	10 000	65 536
5	32	100 000	1 048 576
6	64	1 000 000	–
7	128	10 000 000	–
8	256	100 000 000	–
9	512	1 000 000 000	–
10	1 024	–	–
11	2 048	–	–
12	4 096	–	–
13	8 192	–	–

FIGURE 4 – Tableau des puissances de 2, 10, 16.

Cet exposé a peut-être été un peu lourd, aussi nous vous conseillons de le relire doucement et à tête reposée afin de bien assimiler le principe de la numération binaire. Vous pouvez d'ailleurs vous exercer à convertir quelques nombres décimaux en hexadécimal et vice versa.

Rassurez-vous, il ne vous sera pas nécessaire de connaître l'hexadécimal pour utiliser votre ordinateur individuel, mais, comme nous serons amenés à en parler lors de l'étude théorique, nous préférions faire ces quelques explications dès le début.

Microprocesseur et notions de programme

Cet assemblage de circuits reliés entre eux par des bus et échangeant de l'information binaire est très élégant, encore faut-il savoir comment cela peut arriver à fonctionner. Pour cela, sachez que le cœur du système, c'est-à-dire le microprocesseur, est capable d'effectuer un certain nombre d'opérations élémentaires telles que addition, soustraction, parfois multiplication (ce sera le cas du 6809) ainsi qu'un nombre important d'opérations logiques telles que rotation, décalages, test d'une valeur ou d'un bit, etc.

Ces opérations ne sont pas exécutées au hasard mais selon une séquence bien définie qui a été écrite une fois pour toutes dans le but de faire réaliser au microprocesseur une tâche donnée. Cette séquence, qui n'est autre que la suite des opérations que devra réaliser le microprocesseur, s'appelle un programme. Vous comprenez donc, dès cet instant, que la prétendue « intelligence de l'ordinateur », comme disent certains, n'est en fait que l'intelligence du programmeur ayant écrit la suite d'instructions à exécuter. Le seul avantage de l'ordinateur étant qu'il travaille très vite et qu'il peut donc accomplir des tâches répétitives ou utilisant un très grand nombre de paramètres en un temps très bref.

Ce programme, comme tout le reste, est inscrit en mémoire sous forme... binaire (vous l'aviez deviné), chaque opération que peut et que sait exécuter le microprocesseur ayant un code particulier appelé (comme c'est original) le code opération ou le code machine.

Ces codes machines sont propres à chaque type de microprocesseur et sont totalement incompatibles d'une machine à l'autre. Cela signifie qu'un programme écrit pour un 8080 ne tournera pas sur un 6800 et vice versa. Cet inconvénient a été compensé par l'introduction de ce que l'on appelle les langages évolués (voir ci-après). Avant de voir ceux-ci, sachez cependant que ce langage machine, bien qu'assez rébarbatif au premier abord est le plus puissant langage de programmation qui soit ; en effet, étant donné qu'il est adapté au microprocesseur puisque c'est en fait une partie intégrante de celui-ci, les programmes y faisant appel seront les plus courts et les plus rapides qu'il sera possible de réaliser pour une application donnée. Sachez aussi que notre ordinateur individuel, contrairement à certaines machines du commerce vous permettra de travailler, si vous le désirez, en langage machine au moyen de deux outils très puissants, l'éditeur de textes et un macro-assembleur (ces termes seront définis ultérieurement).

Notions de langage évolué

Comme le langage machine rebute bien des gens et, surtout, parce qu'il n'est pas compatible d'une machine à l'autre, des langages de programmation dits évolués ont été créés. Ces langages permettent à tout un chacun ayant appris leur vocabulaire de base (très simple pour certains langages tel le Basic) d'écrire des programmes qui pourront fonctionner sur tous les ordinateurs existants, sous réserve qu'ils acceptent le langage choisi. En réalité, si l'on va au fond des choses, un ordinateur auquel vous faites exécuter un programme en langage évolué traduit automatiquement, et sans même que vous vous en aperceviez, ce programme en langage machine puis exécute ensuite ce qu'il a ainsi traduit étant donné que, de toute façon, il ne sait exécuter que son propre code machine. Bien que cette phase de traduction ne vous apparaisse pas ; elle existe bel et bien et se traduit par une perte de temps qui, si elle peut être négligée pour les petits programmes, peut atteindre de très grandes proportions pour les programmes longs et complexes. A titre d'anecdote, nous avons un jeu d'échecs qui réfléchit en

moyenne 5 minutes par coup lorsqu'il est écrit en Basic (un des langages évolués), alors qu'il lui faut seulement 30 secondes si on utilise la version écrite en langage machine.

Les noms des langages évolués classiques doivent vous être familiers :

– Le Basic est le langage le plus répandu chez les amateurs ; c'est un langage qui a été conçu, à l'origine, pour des gens qui n'avaient aucune notion de programmation ; il est donc très facile à aborder et à employer. Très longtemps ignoré pour des applications professionnelles, il commence à refaire surface en raison des nombreuses possibilités dont sont pourvus les Basic actuels (au détriment de la simplicité d'emploi, mais on ne peut tout avoir). Le Basic a quand même un défaut, sa standardisation n'est pas assez poussée et il est rare que l'on puisse passer un programme Basic d'une machine à une autre sans avoir à y apporter de légères retouches.

– Le Fortran est le langage de programmation professionnel standard ; on le trouve sur tous les « gros » ordinateurs et tout programmeur digne de ce nom sait programmer en Fortran. Son niveau de standardisation est très élevé ce qui permet de passer facilement d'une machine à une autre. Les possibilités en sont étendues mais son utilisation est nettement moins simple que le Basic et il faut une longue période d'adaptation pour l'utiliser de façon efficace. Ce langage ne se rencontre qu'exceptionnellement sur du matériel amateur.

– Le Pascal est un langage relativement nouveau (cinq ans environ) pour simplifier, nous pouvons dire qu'il présente les avantages du Basic et du Fortran sans en avoir les inconvénients. Malheureusement, sa standardisation est encore insuffisante puisque seul un « noyau » de PASCAL est standard, chacun s'ingéniant à ajouter sa touche personnelle.

– Le Cobol, l'Algol, le PL1, etc., sont des langages très spécifiques et à usage trop particularisé pour que nous nous y arrêtions ; ils ne se rencontrent, par ailleurs, jamais sur des machines d'amateurs.

Et notre ordinateur individuel dans tout ça, que pourra-t-il faire ? Eh bien, il travaillera, si vous le désirez en Basic très évolué ou en Pascal ; ceci étant vrai au moment où nous écrivons ces lignes et pouvant évoluer (en mieux) dans l'avenir en fonction de votre intérêt pour cette réalisation. Nous reviendrons, bien évidemment, sur ces langages le moment opportun et nous allons passer maintenant à autre chose.

Les différents types de mémoires

Ainsi que nous l'avons évoqué ci-avant, il existe deux grands types de mémoires, celles dans lesquelles l'on peut lire et écrire des données que l'on appelle des RAM et celles où l'on ne peut que lire des données et que l'on appelle des ROM.

Les RAM (de l'américain Random Acces Memory, ce qui signifie mémoire à accès aléatoire) sont donc des mémoires dans lesquelles le microprocesseur va pouvoir lire et écrire des données à tout instant et autant de fois que cela sera nécessaire. Ces mémoires constituent en général les mémoires de travail et l'on y stocke des variables à caractère temporaire. En effet, à la coupure de leur alimentation, les RAM perdent leur contenu ; de plus, à la mise sous tension, une RAM contient des données aléatoires (encore que cela dépende du type exact de mémoire). Les RAM sont divisées en deux grandes familles : les RAM statiques et les RAM dynamiques. Nous ferons appel aux deux familles car, comme nous allons le voir, elles présentent toutes deux des avantages et des inconvénients. Les RAM statiques sont très simples d'emploi : la figure 5 montre, à cet effet, un boîtier standard et l'on y voit :

– Des lignes d'adresses allant de A0 à A10 dans cet exemple.

– Des lignes de données allant de D0 à D7 dans cet exemple.

– Une ligne d'activitation du boîtier appelée CS (pour Chip Select ce qui signifie sélection de la « puce ») qui permet d'activer ou non le boîtier facilitant sa connexion sur une structure de type bus évoquée ci-avant.

– Une ligne R/W (pour Read/Write ce qui signifie lecture écriture) qui sert à indiquer au boîtier mémoire si l'on souhaite écrire ou lire une donnée.

11 lignes d'adresse
A0 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8 A9 A10
+V
RAM statique 2 K mots de 8 bits
Masse
D0 D1 D2 D3 D4 D5 D6 D7 R/W CS
8 lignes de données
lignes de contrôle

FIGURE 5 – Les signaux dont on dispose sur un boîtier de RAM statique de 2 K-mots de 8 bits.

Le fonctionnement est très simple : l'on sélectionne le boîtier en mettant CS au niveau adéquat (bas en général), on applique l'adresse à laquelle on souhaite agir sur A0 à A10, on positionne R/W selon ce que l'on veut faire et, soit on lit la donnée contenue à l'adresse demandée sur D0 à D7, soit on place sur D0 à D7 la donnée à écrire à l'adresse spécifiée. Cette succession d'événements se faisant selon un chronogramme bien précis que nous n'évoquerons point ici. Tant que l'on ne coupe pas l'alimentation, le boîtier RAM statique conserve l'information qui y a été placée. Avec la RAM dynamique, le principe de fonctionnement est analogue, mais, pour que la mémoire conserve l'information qui y a été placée, il faut périodiquement effectuer une opération appelée rafraîchissement de la RAM dynamique, opération qui porte bien son nom si on la compare à l'expression populaire « rafraîchir la mémoire » ; en effet, ce rafraîchissement a pour but de maintenir en bon état l'information qui a été emmagasinée dans la mémoire. Il est évident, même si nous n'entrons pas plus dans le vif du sujet que la nécessité de ce rafraîchissement périodique complique de façon importante la mise en œuvre de ces mémoires. Alors pourquoi en utiliser ? Tout simplement parce que, à prix égal et surtout à encombrement égal, les RAM dynamiques ont une capacité quatre fois supérieure à celle des RAM statiques et une consommation nettement inférieure. Ainsi, notre ordinateur équipé de 64 Ko de RAM dynamique va utiliser 8 boîtiers consommant en tout 1,6 W alors que, pour la même capacité en RAM statique, il aurait fallu 32 boîtiers consommant en tout 17 W (soit plus de 3 A sous 5 V).

Ici encore, il n'y a pas de mystère, le rapport de quatre entre les capacités est lié au fait suivant : les RAM statiques utilisent comme cellule mémoire élémentaire une bascule à transistors (voir fig. 6) tandis que les RAM dynamiques utilisent un seul et unique transistor à effet de champ dans la grille duquel on a placé un condensateur ; et l'information mémorisée est en fait la charge de ce condensateur, ce qui explique qu'il faille régulièrement régénérer sa charge afin de ne pas perdre cette information. Après ce tour d'horizon rapide des RAM (nous y reviendrons en temps utile) ; passons aux ROM.

Les ROM, de l'américain Read Only Memory (ou mémoire à lecture seulement), sont donc des mémoires qui ne peuvent qu'être lues par le microprocesseur, cela signifie qu'il a fallu, à un moment ou à un autre, aller y écrire pour y placer, de manière définitive, de l'information. C'est cette façon d'y placer l'information initiale qui différencie les ROM entre elles. On distingue, en effet, deux grandes familles de ROM : les ROM programmables par masque et les PROM. Avant de poursuivre, précisons que l'opération consistant à écrire l'information initiale à laquelle nous venons de faire allusion dans une ROM s'appelle la programmation de celle-ci. Les ROM programmables par masque s'éloignent un peu de notre propos, en effet, ces mémoires ne peuvent qu'être programmées par leur fabricant lors de la réalisation du circuit intégré. Il est donc bien évident que ce procédé est réservé aux utilisateurs qui achètent plusieurs centaines de ROM contenant « la même chose ». Ces ROM ont cependant un avantage certain ; elles ont une capacité très importante puisque l'on sait faire jusqu'à 32 Ko.

Les PROM nous intéressent plus, en effet, ce sont des ROM programmables (sous certaines conditions) par l'utilisateur. Elles sont scindées en deux groupes : les PROM à fusibles et les REPROM ou UVPROM (les EAROM rentrent aussi dans cette famille mais nous aurons l'occasion d'en parler plus avant dans cette réalisation). Les PROM à fusibles sont des mémoires que l'on peut, au moyen d'un programmeur adéquat, programmer une fois pour toutes ; la programmation consistant à faire « sauter » des micro-fusibles contenus dans le circuit intégré. En revanche, les REPROM peuvent aussi être programmées par un programmeur adéquat mais elles disposent en plus d'une possibilité d'effacement en exposant la puce de la mémoire (placée à cet effet sous une fenêtre en quartz) à un rayonnement ultraviolet de longueur d'onde bien définie. Ces mémoires REPROM ont un grand succès auprès des amateurs et nous y ferons largement appel en raison de leur facilité de programmation, de leur faible coût, de leur capacité importante (jusqu'à 32 Ko) et de leur simplicité de mise en œuvre.

Bit, byte, octets, K-mots et autres mystères

Lors de notre exposé sur les mémoires, vous avez vu apparaître plusieurs fois le mot K-octets lorsque nous parlions de la capacité des mémoires. Le moment est venu de vous donner quelques explications à ce sujet ainsi que sur les mots qui ornent le titre de ce paragraphe. Nous avons déjà dit, lors des rappels de numération, qu'un chiffre binaire s'appelait un bit (de l'anglais BInary digiT). Dans notre ordinateur individuel, comme dans la très grande majorité des « petites machines », les données sur lesquelles travaille le microprocesseur sont des mots de 8 bits (encore que, dans notre cas, le 6809 sache manipuler des mots de 16 bits, nous y reviendrons). Un mot de 8 bits s'appelle un octet dans la littérature française et un byte dans la littérature d'outre Atlantique (attention bit se prononce bit, byte se prononce « baillte »). Lorsqu'un mot binaire comporte un nombre de bits autre que 8, on dit que c'est un mot de N bits : il n'y a d'appellation particulière que pour les octets. A propos, vous avez remarqué que l'on ne dit pas un nombre binaire de N bits mais un mot de N bits.

Pour en revenir à des choses plus concrètes, notre ordinateur travaillera donc sur des mots de 8 bits, ou octets, et sa mémoire sera donc arrangée en mots de 8 bits ; on dira qu'elle « fait » N mots de 8 bits ou N octets. Comme nous l'avons exposé lors de l'étude générale de la structure d'un ordinateur, en début d'article, pour retrouver une donnée dans une mémoire, il faut connaître son adresse ; cette adresse est, bien sûr, en binaire et, dans la plupart des ordinateurs à usage personnel est codée sur 16 bits, cela signifie qu'elle pourra varier de 0000 à FFFF (en hexadécimal) ou de 0000 à 65535 si l'on parle en décimal (faites la conversion, c'est un bon exercice !). Pour simplifier un peu les choses, et pour parler facilement de taille mémoire, on introduit dans le langage de la micro-informatique une « unité » qui est le K ou K-mots ou K-octets. Par analogie avec mètre et km vous pourriez penser que un K-octets c'est mille octets ; eh bien, c'est presque cela. En effet, 1 000 ne se code pas naturelle-

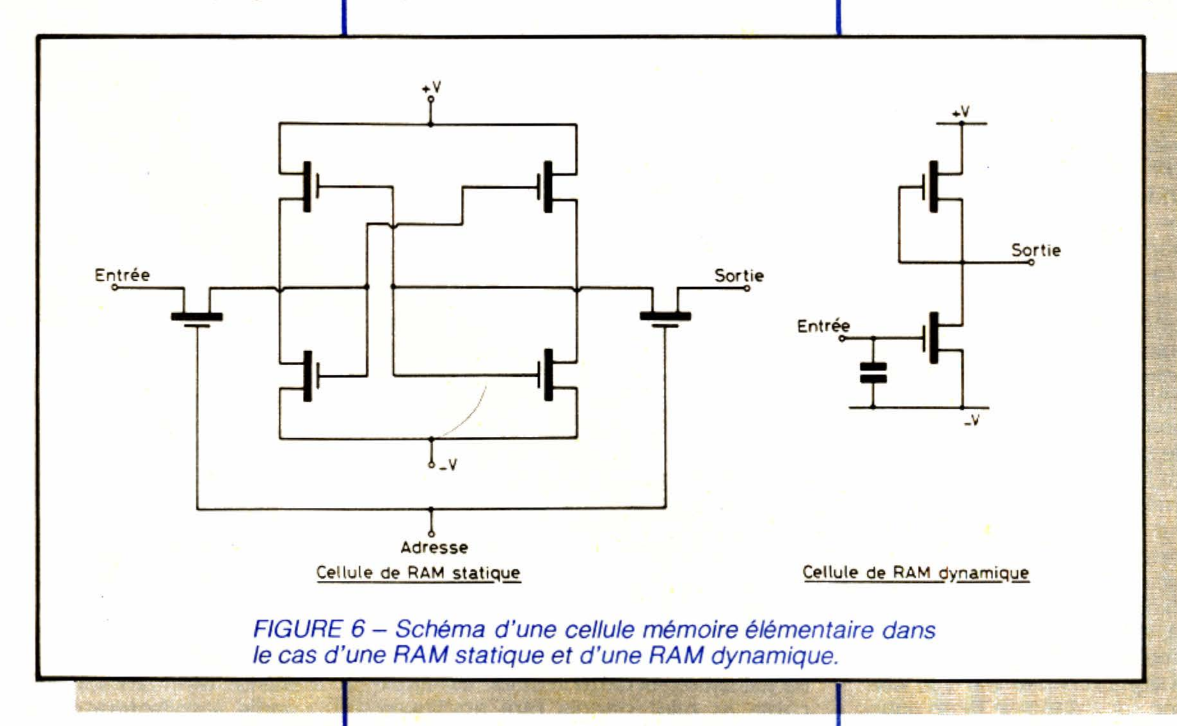


FIGURE 6 – Schéma d'une cellule mémoire élémentaire dans le cas d'une RAM statique et d'une RAM dynamique.

ment de manière simple en binaire ; en revanche, 1 024 se code très bien puisque c'est 100 000 000 en binaire ou 400 en hexadécimal. L'« unité » de mesure de la mémoire est donc le K-octets qui fait 1 024 octets et l'on parle ainsi de mémoires de 8 K-mots de 8 bits, de 4 K-mots de 8 bits, etc., ce qui veut dire respectivement de 8 192 mots de 8 bits et de 4 096 mots de 8 bits. Les mini-ordinateurs traditionnels ont donc une capacité d'adressage maximale de 64 Ko (encore que l'on puisse très rarement exploiter à fond cette possibilité) et notre ordinateur individuel sera dans ce cas. C'est plus que suffisant, même pour une application semi-professionnelle.

Malgré cette diversité, les circuits d'interface se subdivisent en deux grandes familles principales qu'il est bon de connaître, au moins en général, ce sont les interfaces parallèles et les interfaces séries.

Les interfaces parallèles sont les plus simples à assimiler. Considérons à cet effet la figure 7 qui montre le synoptique très simplifié d'un tel circuit. Les données issues du microprocesseur entrent dans ce circuit ainsi qu'un certain nombre de lignes du bus de contrôle. Au moyen de ces lignes de contrôle, il est possible de ne faire rentrer dans le circuit que les données que l'on souhaite au moment où on le désire ; à partir de ce moment, et tant que l'on ne fait pas entrer de nouvelles données, celles-ci sont mémorisées dans le circuit et sont disponibles à sa sortie pour l'utilisateur. Ce procédé est en général réversible et les données que l'on applique côté « extérieur » du circuit peuvent être lues sur les lignes de données par le microprocesseur. Bien sûr, ces circuits sont en réalité très évolués et possèdent de nombreuses autres possibilités que nous décrirons en temps utile.

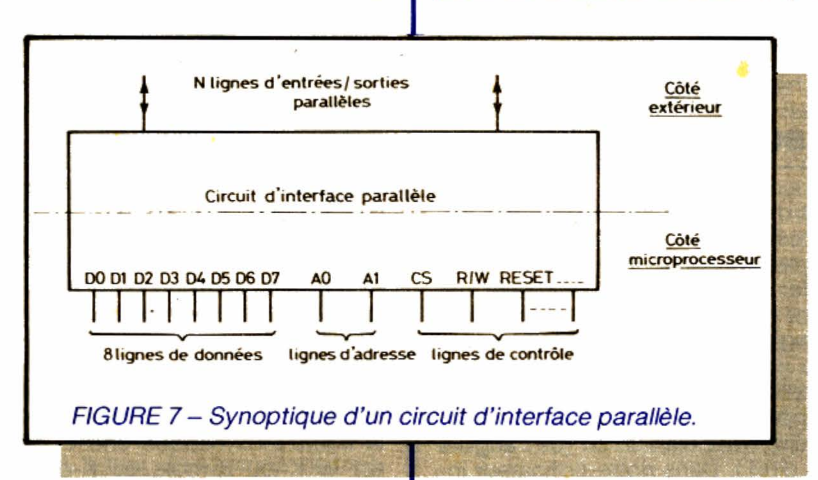


FIGURE 7 – Synoptique d'un circuit d'interface parallèle.

Circuits d'interface parallèle et série

Ainsi que nous l'avons dit, les circuits d'interfaces permettent à l'unité centrale d'un ordinateur de dialoguer avec le monde extérieur ou, tout simplement avec l'utilisateur du système. Il existe d'innombrables circuits d'interface selon la source de données qui doit dialoguer avec l'ordinateur. Par exemple, dans un voltmètre numérique programmable, les interfaces d'entrée sont des convertisseurs analogiques digitaux qui transforment en binaire les grandeurs analogiques à mesurer et les interfaces de sortie sont les circuits qui commandent les afficheurs que l'utilisateur du voltmètre a sous les yeux. Dans un ordinateur individuel classique, par contre, l'interface d'entrée est très souvent le circuit de couplage d'un clavier style « machine à écrire » et l'interface de sortie est, soit le circuit de couplage à une imprimante, soit le circuit de génération de signaux vidéo dans le cas d'un affichage sur récepteur TV.

Le rôle d'un circuit d'interface série est un peu plus délicat à assimiler. Il faut savoir, au préalable, ce qu'est une liaison série et quel est son rôle. Imaginons que nous ayons un terminal, c'est-à-dire un ensemble constitué d'un clavier, d'une électronique et d'un écran de TV à relier à un ordinateur. Le terminal, tout comme l'ordinateur ne comprend que le binaire et travaille également et en général sur des mots de 8 bits. La première idée qui vient à l'esprit est de raccorder ces éléments au moyen d'une liaison parallèle ; il va donc nous falloir tirer 8 fils entre les deux plus une masse plus un ou deux signaux de contrôle, bref, cela va faire un joli câble. Si cette solution est applicable et peut parfois être appliquée, elle n'est que rarement choisie pour ce genre de connexion, en particulier lorsque la liaison est un tant soit peu longue. On lui préfère une liaison du type série, pour ce faire, le mot de 8 bits à envoyer rentre dans un circuit d'interface série, qui est en fait un convertisseur parallèle-série, et, comme le montre la figure 8, nos 8 bits se retrouvent à la queue leu leu sur un seul et unique fil. A l'arrivée, un circuit analogue effectue l'opération inverse et le tour est joué. Pour que cela fonctionne, il faut quand même prendre quelques précautions, en particulier, la vitesse de conversion série parallèle (c'est-à-dire la vitesse de transmission sur la ligne ou encore la fréquence de l'horloge qui entre dans le convertisseur) doit être la même à l'émission que celle qui effectue l'opération inverse à la réception, de plus pour différencier les mots de 8 bits qui se suivent les uns derrière les autres sur ce seul fil, il faut devant chaque mot de 8 bits, un bit spécial appelé bit de start et derrière chaque mot de 8 bits, un bit spécial appelé bit de stop. Ces bits sont ajoutés automatiquement par le circuit d'interface série lorsqu'il travaille en émission et sont enlevés automatiquement par ce même circuit lorsqu'il travaille en réception. Par ailleurs, pour accroître la sécurité de la transmission, ces circuits peuvent faire seuls un certain nombre de contrôles dont ils peuvent rendre compte au microprocesseur. L'emploi de ces circuits étant assez répandu, nous aurons l'occasion de revenir plus longuement sur leur fonctionnement et sur leur principe. La figure 9 présente le synoptique simplifié d'un tel circuit. Remarquons simplement que du côté extérieur, en plus d'une ligne de sortie et d'une ligne d'entrée (ce circuit étant bidirectionnel), nous disposons de deux pattes pour définir l'horloge de transmission évoquée ci-avant ainsi que de deux pattes de signaux de contrôle qui, comme nous le verrons permettent, soit de connecter un modem, soit de travailler avec des terminaux lents de manière normale et sans que le microprocesseur n'ait à se soucier de quoi que ce soit.

Sorties trois états et à collecteur ouvert

Avant d'en terminer avec quelques rappels théoriques, il nous semble indispensable de préciser ce que signifient les termes « sortie trois états » et « sortie à collecteur ouvert » : en effet,

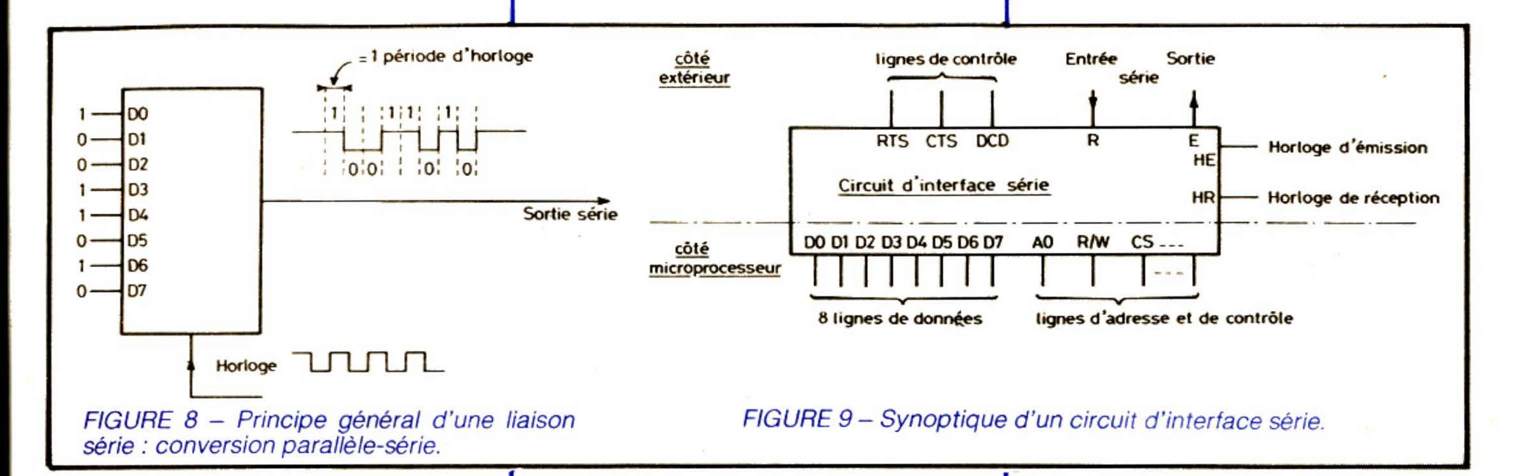


FIGURE 8 – Principe général d'une liaison série : conversion parallèle-série.

FIGURE 9 – Synoptique d'un circuit d'interface série.

celles-ci sont très utilisées en micro-informatique et il est donc indispensable de savoir de quoi l'on parle.

Vous savez, ou, si ce n'est pas le cas, nous vous le rappelons, qu'il est interdit de relier entre elles deux sorties TTL car, comme le montre la figure 10, si les deux sorties ne sont pas dans le même état, cela équivaut à faire un court-circuit franc de l'alimentation par les transistors de sortie des portes, et ils n'y résistent pas ! Une sortie TTL normale (deux états, 0 ou 1) se prête donc très mal à la notion de bus évoquée en début d'article, puisque nous avons vu que toutes les lignes de même nom étaient reliées entre elles. Il est donc fait appel, dans tout circuit servant en micro-informatique à des sorties « trois états » (ce qui est un comble en binaire !). Les circuits équipés de telles sorties présentent la propriété de voir celles-ci passer en haute impédance (ce qui équivaut à une déconnexion) sous l'action d'un signal appliqué à une patte adéquate du circuit, patte ayant généralement pour nom CE (Chip Enable), CS (Chip Select), OE (Output Enable) ou encore tout simplement E (Enable), « enable » signifiant autoriser ou valider. Sous réserve d'une gestion logique de ces pattes d'activation, il devient possible de connecter autant de sorties trois états entre elles qu'on le désire.

Une autre solution, ne conduisant cependant pas à des résultats analogues, consiste à faire appel à des portes à collecteur ouvert. Comme le montre la figure 11, l'étage de sortie de tels circuits n'est plus équipé de deux transistors mais d'un seul. La sortie étant son collecteur, il devient donc possible de relier autant de telles sorties entre elles que l'on souhaite sur une seule charge commune, réalisant ainsi ce que l'on appelle un OU câblé (il suffit, en effet, qu'une quelconque des sorties soit à zéro pour que la sortie globale soit à zéro, mais nous y reviendrons...).

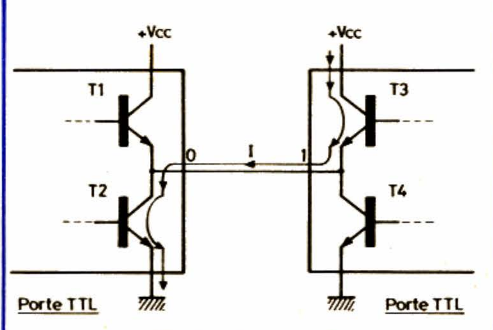


FIGURE 10 – Voici pourquoi il ne faut pas relier deux sorties de portes TTL classiques entre elles.

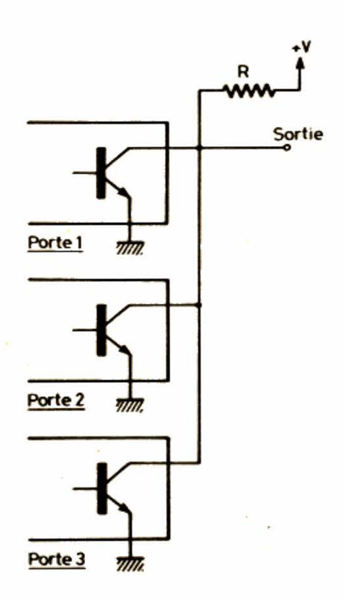


FIGURE 11 – Connexion entre elles de plusieurs sorties de portes à collecteur ouvert.

Conclusion

Nous allons nous arrêter là pour aujourd'hui, les notions théoriques que nous avons évoquées étant assez importantes et assez nombreuses pour nous permettre d'aborder sans difficulté la première phase de cette réalisation.

Nous vous conseillons de ne pas chercher à trop approfondir ce que nous avons exposé, nous y reviendrons, en effet, lorsque le moment sera opportun ; de même, ne vous inquiétez pas si quelques notions vous ont échappé, cela ne vous empêchera pas de mener à bien la réalisation de votre ordinateur individuel, et, lorsque vous l'aurez entre les mains vous verrez que la micro-informatique, mais c'est très simple... ou presque.

Le mois prochain nous entrerons un peu plus dans le concret avec la présentation du boîtier et de son organisation interne permettant une utilisation optimale de la place disponible. Nous vous présenterons aussi le schéma de l'alimentation et entreprendrons la réalisation de tout cela.

C. TAVERNIER

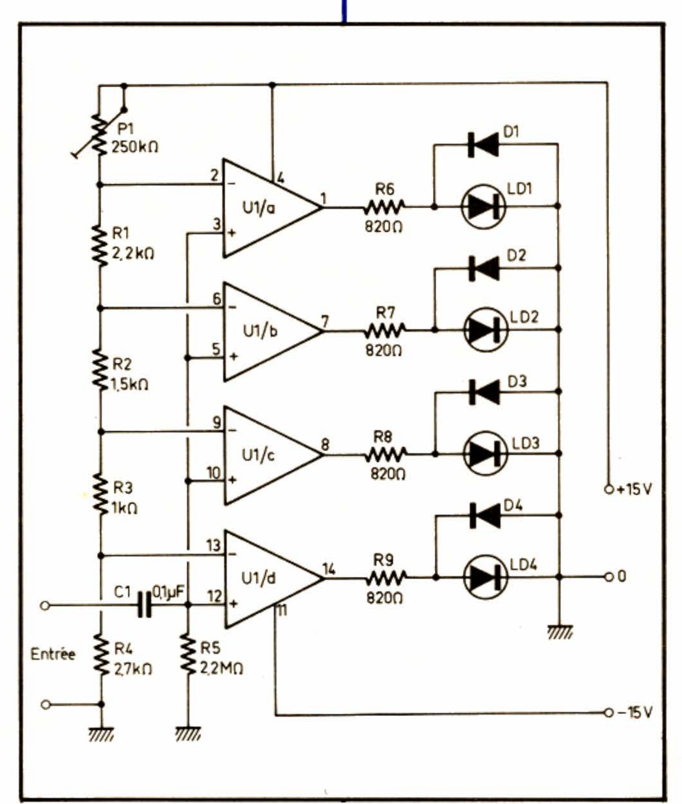
NDLR. – Cette série d'articles a débuté dans notre n° 1712.

VU-METRE TRES SIMPLE

Une échelle lumineuse de seulement quatre points, cela peut paraître un peu pauvre pour un VU-mètre. En revanche, il est certain que cela tient très peu de place, et que c'est bien suffisant, quand il s'agit d'indiquer le niveau d'une voie audio qui fait l'objet d'une compression ultérieure de dynamique.

Le montage fait appel à un quadruple comparateur (ou amplificateur opérationnel). Chaque élément amplificateur reçoit, sur son entrée « inverseuse », une tension différente de polarisation, par le diviseur R_1... R_4. Les autres entrées étant reliées à la tension à indiquer, les LED dans le circuit de sortie s'allument, dès que la valeur instantanée du signal dépasse le niveau de polarisation. Les niveaux respectifs sont de – 6 dB pour LD_4, de – 3 dB pour LD_3, de 0 dB pour LD_2 et de + 3 dB pour LD_1. Par P_1 on peut ajuster, dans de larges limites, la tension qu'on désire faire correspondre au niveau de 0 dB. Si cette tension est de 1 V_{eff}, par exemple, on l'applique à l'entrée (en utilisant un générateur BF), et on ajuste P_1 au seuil d'allumage de LD_2.

Si on a besoin d'une impédance d'entrée suffisamment élevée pour permettre un fonctionnement direct sur un microphone piézo-électrique ou une tête de lecture du même type, le quadruple amplificateur doit être à faible courant de polarisation, ou à entrée FET (LM 324, TL 084). Dans le cas contraire, on peut utiliser à peu près tout, même 4 µA 741 distincts, à condition de ramener R_5 à 220 kΩ.



Les diodes D_1 à D_4 servent à protéger les LED contre tout excès de tension inverse. Elles conduisent en permanence quand le montage se trouve au repos et pendant une alternance sur deux lors de l'allumage de la LED à laquelle elles se trouvent jumelées. D'où l'idée de modifier le montage proposé en lui ajoutant un voyant de fonctionnement qui ne consomme aucune énergie supplémentaire. Pour cela, il suffit de remplacer, tout simplement D_1 par une LED, polarisée dans le même sens.

Composants

1 quadruple amplificateur opérationnel (ou quadruple comparateur), LM 324 N, TL 084 ou similaire

C_1 : 100 nF, 40 V

D_1 à D_4 : 4 × 1 N4148 ou similaires

LD_1 à LD_4 : 4 diodes luminescentes, type et couleur indifférents

P_1 : potentiomètre ou résistance ajustable, 250 ou 330 kΩ

R_1 : 2,2 kΩ

R_2 : 1,5 kΩ

R_3 : 1 kΩ

R_4 : 2,7 kΩ

R_5 : 2,2 Ω

R_6 à R_9 : 4 × 820 Ω ou 1 kΩ

Populäre Elektronik, Würzburg, août 1982 p. 27



(VIII) PRATIQUE DE LA MESURE L'OSCILLOSCOPE

Les articles des mois derniers ont été consacrés à l'étude technologique de l'oscilloscope, tant il est vrai que l'on ne peut vraiment maîtriser l'utilisation d'un appareil qu'en connaissant bien son fonctionnement. Nous avons essayé d'être le plus complet possible, mais il est évident que chaque oscilloscope possédant des caractéristiques particulières et ses commandes propres, il se peut que tel ou tel détail ait échappé à notre étude !

Le sujet n'est d'ailleurs pas épuisé et il est toujours possible de revenir sur une question si des lecteurs manifestaient le désir de renseignements complémentaires !
Quelques correspondants nous ont demandé de les conseiller, dans l'éventualité de l'achat d'un oscilloscope ! Il s'agit d'un sujet trop délicat pour que nous nous hasardions à des conseils directs. Tout ce que nous pouvons faire est de donner des directives générales, la décision finale étant du ressort de chacun !
Dans le choix d'un oscilloscope, voici les points qui nous semblent importants et qui peuvent intervenir dans cette décision !

Dimensions de l'écran

Elles conditionnent le confort d'utilisation. Plus l'écran est grand et mieux cela vaut ! Hélas, le prix de l'oscilloscope est étroitement lié à ces dimensions. Les appareils de bas de gamme ont toujours un petit écran, de l'ordre de 7 cm de diagonale, donnant une image de 55 × 45 mm environ ! C'est peu, et les oscillogrammes sont souvent difficiles à lire ! Les appareils de classe moyenne ont un écran mesurant une dizaine de centimètres en diagonale. Les meilleurs oscilloscopes présentent un écran plus grand encore ! On trouve dans cette catégorie beaucoup d'écrans de 14 cm de diagonale, donnant une surface utile de cet écran de 100 × 80 mm.

Les tubes récents ne sont plus ronds comme leurs ancêtres, mais rectangulaires, ce qui permet d'aboutir à des appareils bien plus compacts, aucune place n'étant perdue autour du tube ! (Le même progrès s'est fait en TV !). Cet écran est, de plus, plat, alors qu'auparavant il était bombé. Généralement, l'écran est muni d'un graticule interne, ce qui élimine complètement les erreurs de parallaxe, à l'observation. Ce graticule est éventuellement éclairé pour être apparent sur les photographies.

Il faut savoir qu'un bon tube d'oscilloscope est cher ! De l'ordre de 2 000 à 3 000 F, acheté à l'unité ! Et, à ce sujet, nous aimerions ouvrir une parenthèse concernant le projet de réalisation d'oscilloscope haut de gamme que nous avions envisagé pour les lecteurs du *Haut-Parleur !* Remercions tout d'abord ceux qui ont eu le courage et la gentillesse de nous encourager dans cette voie. Ils ne sont pas légion, mais tout de même plus nombreux que nous ne l'aurions supposé au départ. La chose pourrait donc se faire ! Mais alors, il faut bien dire que le choix du tube cathodique à utiliser est primordial !
– Ou bien on choisit un tube récent, performant... et très cher ! Mais alors il n'y a aucun problème particulier d'approvisionnement !
– Ou bien on joue l'opportunité, en retenant un tube plus ou moins adéquat provenant de lots de surplus. Dans ce cas, le prix dégringole et peut être inférieur à 1 000 F, mais le stock est toujours limité. Les amateurs à la décision lente arrivent en général trop tard !

Puisque vous, lecteurs, êtes directement intéressés par cette question, nous aimerions avoir votre avis ! N'hésitez pas à prendre la plume, il suffit de griffonner quelques mots sur un papier ! Nous vous en remercions à l'avance !

Donc, un bon oscilloscope a un grand écran !

Luminosité

Si la luminosité du tube est toujours satisfaisante aux basses vitesses de balayage, il n'en est souvent plus de même aux grandes vitesses, et surtout lorsque l'on observe des signaux rapides à fréquence de répétition basse. Le test est d'ailleurs facile à faire :
– Observer tout d'abord un signal quelconque de fréquence comprise entre 50 et 100 Hz (période entre 20 et 10 ms), en balayage déclenché, vitesse 2 à 5 ms/div. Régler la luminosité à bonne valeur, ce qui ne pose aucun problème dans ce cas.
– Augmenter alors la vitesse de balayage, ce qui montre sur l'écran une partie de plus en plus réduite de la période, le déclenchement se faisant toujours à la fréquence du signal observé. Vous allez constater que la trace devient de moins en moins lumineuse ! C'est normal ! En effet, à 2 μs/div., par exemple, la « fenêtre » d'observation est mille fois plus étroite qu'à 2 ms/div. !

Un bon oscilloscope permet cependant d'y voir encore, plus ou moins, en fonction de sa qualité, précisément ! Un appareil de moins bonne qualité finit par ne plus rien montrer du tout ! La caractéristique ainsi mise en évidence dépend encore du tube cathodique ! Pour garder une certaine luminosité

dans ces conditions, il faut faire appel à un tube à post-accélération, alimenté par une THT élevée, de l'ordre de 10 à 20 000 V ! (20 kV). Il est facile de comprendre qu'un tube bas de gamme alimenté tout juste en 2 kV, ne puisse donner le même résultat !

Mais si le tube cathodique est la pièce maîtresse d'un oscilloscope, il ne se suffit quand même pas à lui-même ! Il faut donc considérer aussi « l'électronique d'accompagnement ». Nous avons vu que la formation de l'oscillogramme dépendait des déviations X et Y. Elles sont toutes deux importantes !

Déviation verticale (ou Y)

C'est celle qui est affectée au signal observé. Plusieurs points sont importants.

– La bande passante

Une bande passante de 1 MHz suffisait il y a vingt ans ; de nos jours, c'est bien insuffisant ! A notre avis, la bande passante idéale pour un *oscilloscope d'amateur* (même très éclairé !) est de l'ordre de 25 MHz ! Cela suffit dans la majorité des cas ! De toute façon, audelà se posent de difficiles problèmes de prélèvements des signaux, *et il n'est pas du tout certain que ce qui est observé à l'écran corresponde bien à la réalité* (revoir à ce sujet les photos du mois dernier, montrant la grave perturbation de la forme du signal, simplement parce que le câble de liaison n'était pas correct !). Si des bandes passantes de 50 MHz, voire de 100 MHz ou plus, sont tentantes, elles sont le plus souvent inutiles pour les amateurs que nous sommes ! A noter que le tube cathodique intervient encore fortement dans cette affaire de bande passante ! Un tube haute performance possède des plaques de déviation à accès direct. Les connexions se font sur les parois même du tube, alors que dans les tubes bas de gamme, toutes les connexions sont ramenées au culot, donnant des longueurs de liaison incompatibles avec les hautes fréquences à véhiculer ! Il y a alors trop d'inductance et de capacité parasite pour monter au-dessus d'une vingtaine de mégahertz !

– Transmission de la composante continue

Il est primordial que l'oscilloscope passe la composante continue du signal observé. Cette caractéristique, très rare il y a quelque vingt ans, est heureusement courante aujourd'hui, même sur les oscilloscopes économiques ! Nous n'en parlons donc que pour mémoire. Voir tout de même si l'entrée comporte le classique commutateur « continu-masse-alternatif ». La position masse est bien utile et parfois absente !

– Double trace

C'est capital ! Il ne faut acheter un oscilloscope simple trace que si vraiment on a des moyens financiers très faibles. Dans ce cas d'ailleurs, il faudra acquérir plus tard « l'extension » permettant de passer à la double trace ! C'est ce que nous avons fait lors de la description dans ces colonnes du TFOX1, accompagné d'un commutateur de trace très simple mais efficace ! Mais le mieux, évidemment, c'est d'avoir ces deux traces tout de suite, dans le montage initial ! Les performances sont toujours bien meilleures.

Bien sûr, il y a mieux ! Des oscilloscopes proposent quatre, voire même huit traces ; mais, une fois encore, nous sortons du domaine de l'amateurisme qui nous est cher ! A noter cependant que les amateurs d'informatique sont très handicapés sur ce plan, même avec un oscilloscope à double trace. En effet, ce sont généralement huit lignes qu'il faut observer simultanément pour pouvoir tirer conclusion ! Mais alors, on s'achemine très vite vers « l'analyseur logique », appareil peu courant sur les établis des non-professionnels !

– Sensibilité

Une bonne sensibilité, sans plus, nous semble nécessaire : 5 à 10 mV/div. nous paraissent suffisants ! Là encore, on voudrait toujours mieux : observer un signal de quelques microvolts, par exemple ! Oui, mais... alors le prélèvement devient très difficile ! Les inductions parasites sont importantes. Il faut de grandes précautions pour tirer parti d'une sensibilité trop forte ! Les signaux très faibles étant souvent délivrés par des montages vulnérables, le prélèvement est souvent perturbateur. Finalement, cette grande sensibilité est quasi inutilisable, et il vaut mieux s'en tenir aux valeurs citées plus haut, dans ce paragraphe.

Déviation horizontale

Cette partie de l'oscilloscope est essentielle et conditionne le confort de l'utilisation.

– Le déclenchement

Si les oscilloscopes très bon marché sont peut-être encore relaxés, heureusement la quasi-totalité des modèles proposés disposent du *déclenchement* que nous avons étudié en détail dans les articles précédents.

Nous rappelons que ce mode de fonctionnement assure une stabilité parfaite de l'image, quelle que soit la fréquence du signal observé ! Il est donc essentiel d'acheter un appareil disposant d'un tel perfectionnement !

– Gammes de vitesse

Les vitesses inférieures à 50 ms/div. sont quasi inutiles, car la rémanence du tube classique est trop faible. Le clignotement qui s'en suit rend l'observation très pénible, sinon impossible. Reste la possibilité, dans ce cas, de photographier les oscillogrammes lents, mais cette méthode nécessite un appareil photo à développement instantané. De tels appareils existent dans les accessoires des fabricants d'oscilloscopes. Ils se fixent directement sur la visière de l'oscilloscope ! Bien sûr, ce n'est pas donné ! Amateurs, s'abstenir !

Les vitesses rapides sont utiles dans la mesure où la luminosité reste bonne ! De toute façon, la vitesse la plus rapide doit être compatible de la bande passante de la voie verticale. Ainsi, pour une bande passante de 25 MHz, une vitesse maximum de 0.1 µs/div. semble convenable, inscrivant 2,5 périodes par division, pour une onde 25 MHz, ce qui reste parfaitement exploitable !

– Double base de temps

C'est réellement le grand confort, et sans doute plus important qu'une très large bande passante. Malheureusement, il semble que seuls les oscilloscopes très performants en voie Y bénéficient en même temps de cette possibilité. C'est dommage ! En tout cas, si vos moyens financiers vous autorisent ce luxe, n'hésitez pas un seul instant ! A défaut, il faudra vous satisfaire de la *loupe électronique du pauvre,* consistant en une simple expansion du balayage horizontal. Cela est d'ailleurs présent sur de *nombreux* appareils.

Ces quelques remarques peuvent vous servir de guide lors de l'acquisition d'un oscilloscope. En conclusion d'ailleurs, c'est très simple : *le meilleur est souvent.. le plus cher !*

Mode simple trace

I. Mise en service

1. Mettre l'oscilloscope sous tension, luminosité à mi-course.

2. Connecter la sonde soit sur la voie 1, soit sur la voie 2.

3. Mettre le commutateur de choix des voies sur la voie choisie au §2.



4. Mettre le commutateur du choix du signal synchronisant sur la même voie.

5. Mettre la base de temps en mode « auto ».

6. Choisir une vitesse de balayage de 2 ms/div.

7. Vérifier que la voie X est bien en « balayage interne ».

8. Vérifier que le déclenchement est bien en « interne » aussi !

Le temps de faire toutes ces vérifications, la trace est normalement apparue sur l'écran de l'oscilloscope. Sinon, pousser un peu la luminosité. Agir sur les commandes de cadrage jusqu'à ramener cette trace dans les limites de l'écran. Certains oscilloscopes comportent une commande de recherche de trace : « beam finder » ou « trace locate », facilitant la récupération d'un spot perdu, hors écran.

N.B. – Seul le mode « auto » permet l'apparition de la trace, en l'absence de signal observé.

9. Placer l'entrée Y utilisée en position « masse ».

Régler alors la luminosité à une valeur correcte.

Retoucher le « focus » (ou netteté) pour que cette trace soit aussi fine que possible.

10. Amener la trace sur l'axe horizontal médian par le « cadrage Y ».

Si l'on constate un défaut de parallélisme entre la trace et cette ligne du graticule, agir sur la commande « rotation de trace » (si elle existe), de manière à annuler ce défaut.

N.B. – Cette correction agit sur le courant passant dans une bobine circulaire enfilée sur le tube et destinée à compenser : d'une part, les imperfections de construction du tube et, d'autre part, les influences magnétiques externes (le champ magnétique terrestre, par exemple).

11. Cadrer la trace horizontalement. Normalement, le graticule comporte dix divisions horizontales, et si l'oscilloscope est parfaitement réglé, la trace mesure exactement dix divisions. La durée correspondant à une division est donnée par le repère du sélecteur de vitesse : x ms/div. La durée de la trace complète étant alors de 10 × ms/div.

La trace étant maintenant correctement située et réglée, l'utilisation peut commencer ! Encore faut-il que la sonde soit correctement compensée.

12. Régler la sonde. Un oscilloscope de qualité fournit un signal carré de référence servant au réglage de la sonde. Repérer la douille distribuant ce signal et voir dans la notice ses caractéristiques. Généralement, la fréquence est de l'ordre de 1 000 Hz et la tension crête-crête de l'ordre du volt (exemple : 300 mVcc/1 000 Hz).

La sonde commutée en 1/10 pour le réglage envoie alors 1/10 de 300 mV vers l'oscilloscope, soit 30 mV. Choisir une sensibilité de 10 mV/div. donnant une déviation de trois divisions dans l'exemple considéré (ou six divisions, si l'on choisit une sensibilité de 5 mV/div.). 1 000 Hz correspondent à une période de 1 ms. Commuter la base de temps principale sur 200 µs/div., ce qui va donner deux périodes complètes et permettre une observation aisée.

Entrée X en « continu » ou en « alternatif » au choix. Mode « auto » conservé. Déclenchement sur « négatif », par exemple. Jouer sur le niveau de ce déclenchement (trigger level) pour une parfaite stabilité.

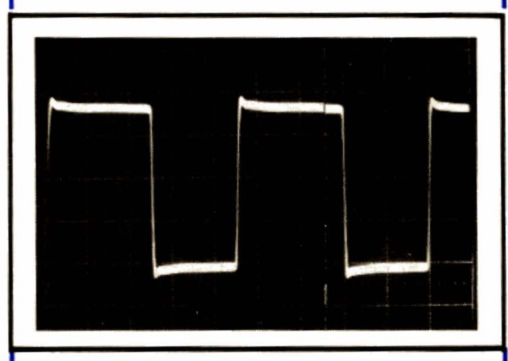


PHOTO A. – Astigmatisme donnant une trace verticale fine et horizontale épaisse.

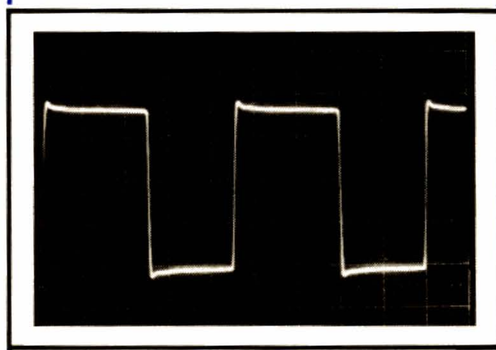


PHOTO B. – Le défaut précédent est maintenant corrigé.

Régler enfin l'ajustable de sonde pour une restitution correcte de la forme du signal de référence : paliers aussi horizontaux que possible. Se reporter aux photos publiées dans le numéro précédent !

13. Corriger l'astigmatisme. Profitons de l'occasion pour vérifier l'astigmatisme du spot. Il s'agit de la netteté simultanée des verticales et des horizontales. Agir alternativement et par retouches successives légères sur la commande normale de concentration et sur celle d'astigmatisme, jusqu'à obtenir un bon résultat. Paliers et flancs du signal nets en même temps (voir photos A et B).

II. Mesures d'amplitude en continu

L'oscilloscope est un voltmètre ! Il peut donc mesurer les tensions continues. Nous noterons cependant que :

– *Sa précision propre est faible,* de l'ordre de 3 % pour les meilleurs oscilloscopes.

– *Sa résolution est mauvaise.* Dans le sens vertical, le graticule comporte huit divisions, chacune redivisée axialement en 5, soit donc 40 échelons appréciables. Le moindre voltmètre à aiguille possède une centaine de divisions et fait donc nettement mieux.

– *Sa résistance interne* est correcte, sans plus : en direct, elle est de 1 MΩ dans tous les cas ! On peut donc considérer les mesures comme non perturbantes lorsqu'elles se font aux bornes d'impédances trente fois plus faibles. Soit donc de l'ordre de 30 kΩ au plus. Avec la sonde atténuant dix fois (1/10), cette impédance d'entrée passe à 10 MΩ. C'est dix fois mieux et comparable à celle des multimètres numériques. Dans ce cas, pas de perturbation tant que l'impédance sous mesure ne dépasse 300 kΩ.

Quoi qu'il en soit, lorsque l'on travaille dans un montage, oscilloscope en action et sonde à la main, il est particulièrement facile de vérifier qu'une tension continue correcte existe bien en tel ou tel point ! Ne serait-ce que les tensions d'alimentation !

Par ailleurs, la mesure d'une tension continue constitue un contrôle très précis de l'étalonnage de la voie Y de l'oscilloscope. Ainsi, étant en sensibilité 1 V/div., l'application d'une tension de + 5 V à l'entrée doit provoquer une déviation verticale de cinq divisions très exactement, vers le haut, puisque la tension est positive. Bien entendu, si la sonde 1/10 a été utilisée, on n'aura qu'une demi-division dans la même sensibilité. Les cinq divisions seront retrouvées en passant sur une sensibilité dix fois plus forte, soit 0,1 V/div.

Pratiquement, pour procéder à une mesure de tension continue :

1. Vérifier que l'ampli Y est en position « calibré ».

2. Placer le commutateur d'entrée de voie Y sur « masse ».

3. Agir sur la commande de cadrage vertical pour amener la trace sur une des lignes horizontales du graticule : soit la médiane si la polarité de la

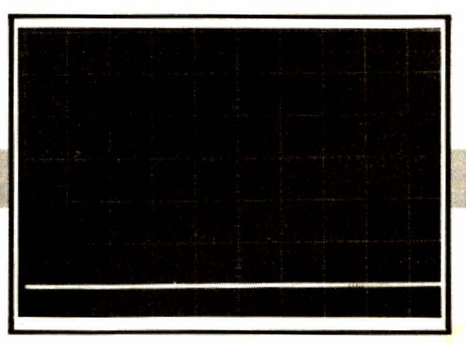


PHOTO C. – Placer la trace horizontale sur une ligne du graticule...

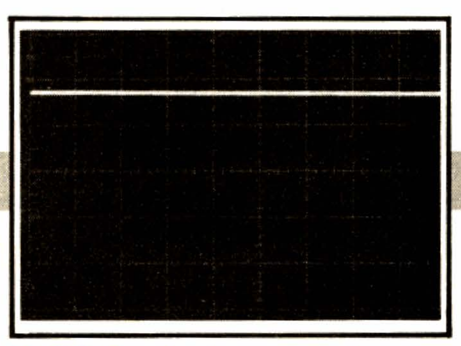


PHOTO D. – Appliquer la tension continue... Compter le nombre de divisions du déplacement et... calculer la tension appliquée !

source est inconnue, soit une ligne inférieure si la tension est positive, supérieure si elle est négative.

4. Placer le commutateur d'entrée sur « continu ».

5. Prélever la tension avec sonde 1/1 ou 1/10, en choisissant le calibre de sensibilité convenable. Généralement, ces calibres vont jusque 20 V par division pour de nombreux oscilloscopes, ce qui permet de mesurer 160 V en direct et 1 600 V avec la sonde 1/10 : attention cependant ! Il est évident que la sonde ne supportera pas une telle tension. Consulter la notice fournie (le maximum généralement admissible est souvent de l'ordre de 750 V).

6. La trace s'est déplacée. Compter le nombre de divisions, en se rappelant que si celles-ci sont subdivisées en 5, alors chaque échelon vaut 0,2 division (photos C et D). Le déplacement de trace est de 4,7 div., la sensibilité de l'oscilloscope est de 1 V/div. et la sonde est en 1/1. La tension mesurée est donc de + 4,7 V, le déplacement se faisant vers le haut.

Bien entendu, un résultat identique avec sonde 1/10 aurait donné :

10 × 4.7 = + 47 V.

N.B. – Il va sans dire que, pour la mesure des tensions continues, la base de temps en mode « auto » peut être sur une vitesse quelconque, souvent de l'ordre de la milliseconde par division.

III. Mesure des amplitudes crête à crête

Cette mesure consiste à déterminer la différence de potentiel (en volts donc) existant entre le point le plus haut d'un oscillogramme et son point le plus bas.

1. Vérifier que l'ampli Y est en mode « calibré ».

2. Prélever le signal à mesurer avec la sonde 1/1 ou 1/10, selon son amplitude et l'impédance de sortie du générateur (voir plus haut !).

3. Amener progressivement le commutateur de sensibilité en partant de 20 V/div., jusqu'à avoir une image couvrant plusieurs divisions verticales.

4. Cela sous-entend :
– un réglage correct du cadrage vertical ;
– un réglage correct du balayage et de la synchronisation, de manière à ce que l'image soit bien « dans l'écran ».

5. Amener le point bas de l'oscillogramme juste sur un trait horizontal du graticule.

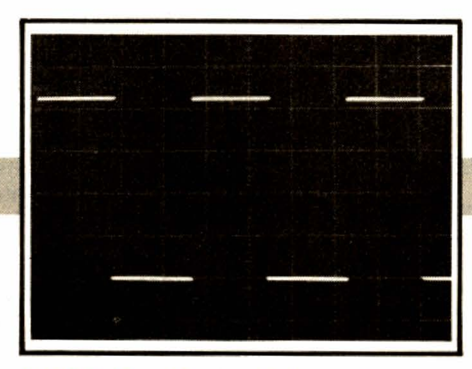


PHOTO E. – Mesure de la tension crête à crête d'un signal rectangulaire.

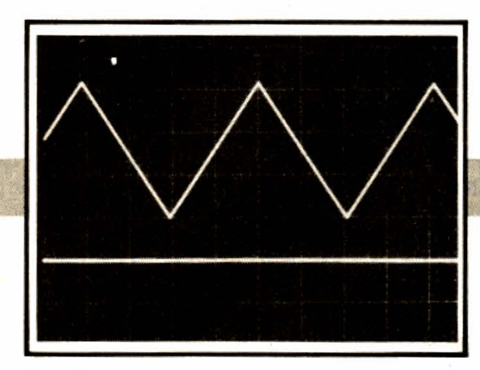


PHOTO F. – Même processus pour un signal triangulaire. Les pointes négatives sont amenées sur une horizontale et la vitesse de balayage ajustée pour que l'une des pointes supérieures coïncide avec l'axe vertical.



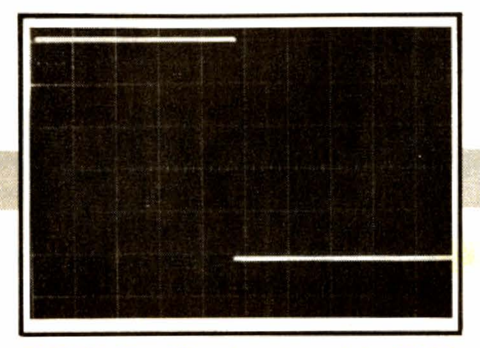


PHOTO G. – Signal rectangulaire 20 Hz passé en continu. Les paliers sont horizontaux.

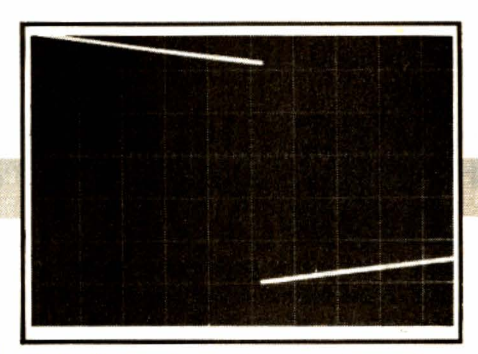


PHOTO H. – Le même signal passé en liaison alternative. La tension Vcc paraît plus élevée, à cause de l'inclinaison des paliers.

6. Compter le nombre exact de graduations entre ce point bas et le point haut. Eventuellement, jouer sur la vitesse et/ou sur le cadrage horizontaux pour placer le point haut sur les graduations fines de l'axe vertical.

7. Calculer l'amplitude crête à crête par la relation :

$$Ucc = n \times s \times k$$

dans laquelle : n est le nombre de divisions du graticule ; s est la sensibilité par division de l'oscilloscope ; k est le facteur de sonde : 1 en 1/1 et 10 en 1/10.

(photo E).

n = 4,2 ; s = 1 V/div. ; k = 1

d'où,

$$Ucc = 4{,}2 \times 1 \times 1\ V$$
$$Ucc = 4{,}2\ V$$

(photo F).

n = 3,2 ; s = 0.1 V/div. ; k = 10

$$Ucc = 3{,}2 \times 0{,}1 \times 10\ V$$
$$Ucc = 3{,}2\ V$$

N.B. – Pour la mesure crête à crête, il est préférable de commuter l'entrée Y en « alternatif », ce qui élimine toute composante continue du signal, cet élément étant ici sans intérêt. Mais attention cependant : si le signal a une fréquence inférieure à 50 Hz, la liaison capacitive de l'entrée Y peut avoir une constante de temps insuffisante pour laisser passer les fréquences basses du signal. Ainsi, observer les photos G et H, correspondant à un signal carré à 20 Hz environ :

– en continu, l'amplitude crête à crête est de 5,1 V (1 V/div.)

– en alternatif, cette amplitude *semble être* de 6 V.

Ce défaut est provoqué par la différentiation apportée par le condensateur de liaison interne, trop faible pour la fréquence de 20 Hz. C'est évidemment la mesure en continu qui est correcte.

A noter que si la sonde 1/10 est intercalée, le défaut est atténué dans le rapport de 10, comme l'amplitude. Il faudrait alors descendre à 0,2 Hz pour retrouver la même différentiation (voir photo 1).

La photo J correspond aux mêmes mesures que H, mais avec un signal triangulaire. L'effet est moins caractéristique et la mesure exacte dans les deux cas. Par contre, on peut remarquer que les pentes du triangle ne sont plus linéaires lorsque la liaison est capacitive.

F. THOBOIS

N.D.L.R. – Cette série d'articles sur l'utilisation de l'oscilloscope a débuté dans notre n° 1706. Ces numéros sont encore disponibles, vous pouvez les obtenir en vous adressant à notre service « Vente au numéro », contre 17 F par exemplaire.

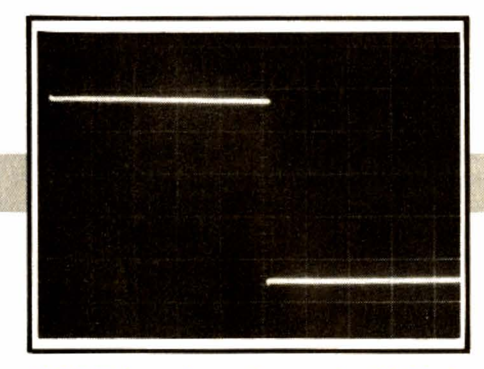


PHOTO I. – Avec la sonde 1/10, le même signal est presque correct !

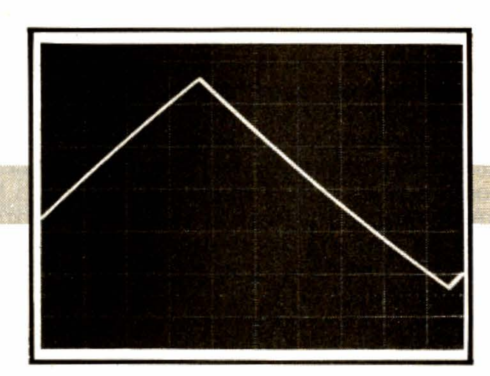


PHOTO J. – La déformation du triangle 20 Hz sans sonde est moins apparente. Observer cependant la courbure des rampes.

A PROPOS :

MINITEL SERAIT-IL UN ESPION ?

Même si vous n'en avez pas encore un chez vous à la place du traditionnel annuaire papier, vous devez certainement savoir ce qu'est Minitel : un terminal informatique vidéo (clavier-écran), mis à votre disposition par les PTT pour consulter l'annuaire électronique, mais aussi les innombrables services proposés via Transpac et dont nous avons déjà eu l'occasion de parler dans ces pages (*Le Haut-Parleur* n[os] 1700, 1701, 1702, 1703).
Dans son numéro de janvier 1985, la revue de défense des consommateurs *Que Choisir*, connue pour le sérieux de ses travaux, met en cause la DGT (Direction générale des télécommunications) en affirmant que les terminaux Minitel peuvent être identifiés à distance par l'ordinateur serveur sur lesquels ils se connectent. Cette accusation est d'ailleurs reprise et partiellement démentie dans le numéro 642 de notre confrère *Le Point*.

Notre but n'est pas d'apporter de l'eau au moulin de l'une ou l'autre des thèses en présence car nous ne nous estimons pas à même de juger si la possibilité d'identification à distance des Minitels est ou non une atteinte aux libertés : la Commission nationale de l'informatique et des Libertés (CNIL) est là pour ça. Nous avons tout simplement voulu savoir ce qu'il y avait d'exact dans les affirmations de nos confrères, et nous nous sommes donc plongés une nouvelle fois dans les entrailles des Minitels et dans les fiches de spécifications techniques.

L'identification est possible

L'examen optique du contenu des Minitels 1 et 10, actuellement mis à disposition du public par l'administration, est confirmé par la lecture des spécifications de ces produits, à savoir, que tous les terminaux Minitel agréés par la DGT comportent deux systèmes d'identification :
– Une mémoire morte (ROM) de trois octets contenant, de façon codée, le nom du fabricant du Minitel, le type du Minitel et la version du logiciel dont il est équipé.
– Une mémoire vive (RAM), à alimentation sauvegardée par des piles au lithium ou une mémoire programmable et effaçable électriquement (EAROM) contenant deux zones de 16 octets. Le contenu de ces deux zones n'est pas imposé par les spécifications des terminaux Minitel en notre possession.

Cet exposé ne serait pas complet si nous ne précisions que les deux blocs de 16 octets peuvent être lus et programmés par le serveur auquel se connecte le Minitel, mais qu'ils ne peuvent, en aucun cas, être lus ou modifiés en « local », même via la prise péri-informatique dont disposent les Minitels.

Précisons également qu'il n'est fait mention nulle part, dans les spécifications techniques des terminaux Minitel, de la présence d'un quelconque numéro de série, propre à chaque terminal, et inscrit en ROM.

Notre avis

A la lecture de l'exposé précédent, il est facile de comprendre que les deux zones de 16 octets de mémoire, dont on prend la peine de sauvegarder le contenu par une alimentation permanente par des piles au lithium, peut permettre une identification par les serveurs des terminaux Minitel. Le fait que cette mémoire ne puisse pas être lue ni programmée en local par le terminal lui-même, sauf à faire des bricolages peu recommandables, confirme l'importance du contenu de cette mémoire puisque l'on interdit ainsi au possesseur d'un Minitel de modifier celui-ci.

Nous nous demandons, par contre, s'il est raisonnable de penser qu'il existe un document définissant l'utilisation de ces octets et le codage d'un éventuel numéro d'identification pouvant y être inscrit : en effet, si tel est le cas, il faut que tous les serveurs accessibles via Minitel aient eu connaissance de ce document afin d'en respecter les directives. Dans ces conditions et vu la très large diffusion que cela implique, il serait peu probable que son contenu ait pu rester « secret ».

Ces octets peuvent par contre, et pour quelques serveurs donnés, « marquer » un terminal qui aurait tenté, par exemple, de s'introduire par effraction dans des services protégés par des mots de passe ou dans des services payants. Le terminal ayant joué à cela serait, lors de tout essai de connexion ultérieur, immédiatement repéré par lecture d'un code que le serveur aurait placé dans la RAM lors de la tentative d'effraction. Mais, même pour une telle utilisation, il faut respecter un protocole de gestion de cette fameuse RAM interne, afin que le ou les codes qui y sont placés par un serveur ne puissent être effacés ou modifiés par un autre.

Conclusion

En l'état actuel de nos connaissances et compte tenu des documents dont nous disposons, il ne nous est pas possible de vous en dire plus. A vous donc d'apprécier le bien fondé des accusations de « mouchardage » faites à l'encontre des terminaux Minitel.

Il est certain que la publication, par la DGT, d'un document (s'il existe) précisant le rôle des deux zones de 16 octets de RAM permettrait de savoir exactement ce qu'il en est et pourrait lever (ou accroître) les inquiétudes qui se sont fait jour ces derniers temps à ce propos.

Si vous êtes aventureux, vous pouvez toujours démonter votre Minitel, débrancher les piles au lithium pendant quelque temps, puis les connecter à nouveau et voir si votre terminal peut encore se connecter par la suite ; vous pourrez alors en tirer les conclusions qui s'imposent...

C. TAVERNIER

TRAITEMEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL AUDIO

ELEMENTS DE CONVERSION A/D et D/A

Dans l'article précédent nous avons introduit les concepts de base concernant les systèmes numériques et plus particulièrement la conversion des signaux. Nous allons maintenant appliquer ces connaissances en analysant les éléments constituant les convertisseurs A/D et D/A (fig. 1).

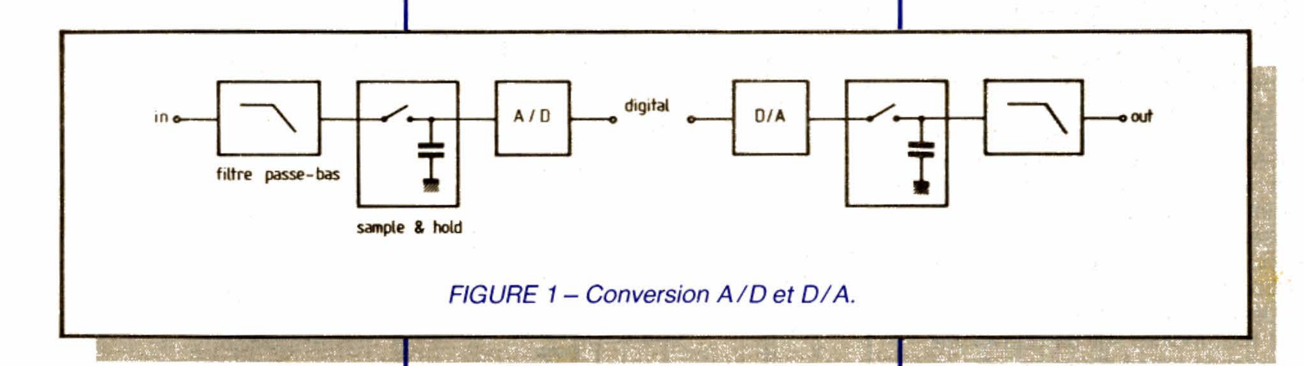


FIGURE 1 – Conversion A/D et D/A.

1. Le filtre passe-bas ou anti-repliement

Le premier élément de notre système est un filtre passe-bas. Son rôle est de stopper tout signal – ou composante d'un signal s'il s'agit d'une onde complexe – dont la fréquence est égale ou plus grande que la moitié de la fréquence d'échantillonnage. Nous savons que ceci est nécessaire pour que l'échantillonnage n'introduise pas de distorsions. Ce filtre doit avoir les caractéristiques suivantes :

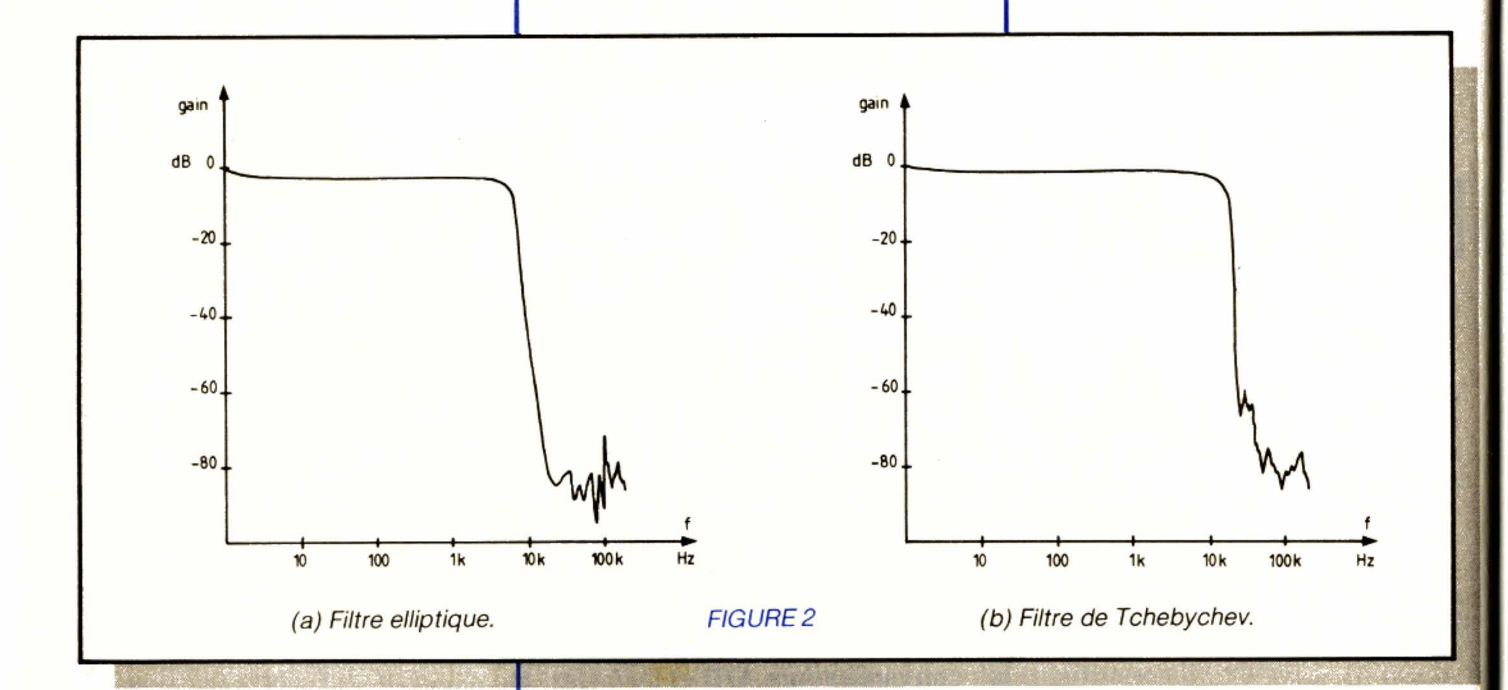
– gain unitaire pour $0 < f < f_s$,
– atténuation infinie pour les fréquences supérieures à f_s,
– phase linéaire.

Un tel filtre n'est physiquement pas réalisable mais on peut approcher ces caractéristiques avec des filtres elliptiques ou de Tchebychev (fig. 2). La linéarité de la bande passante peut être maintenue dans un écart de ± 0,1 dB avec une atténuation dans la bande bloquée de plus de 70 dB. Puisqu'il n'est pas possible d'obtenir une atténuation infinie et instantanée à la fréquence de Nyquist, le filtre comporte une bande de transition où le signal n'est que progressivement atténué. Toutefois, cette condition n'introduit pas à l'audition de grandes distorsions car les composantes du signal ont peu d'énergie à ces fréquences.

Ce type de filtrage a donné lieu à de nombreuses polémiques. Certains prétendent que la coupure nette est audible, d'autres maintiennent que c'est le changement de phase ; enfin on a proposé que les non-linéarités de la bande passante soient audibles. Il semble que le sentiment de gêne soit plus théorique que psycho-acoustique.

2. Sample and hold

Ce circuit doit « prélever », à intervalles réguliers, un échantillon du signal et garder son amplitude constante le temps nécessaire au circuit suivant d'opérer la quantification (fig. 3). Le transistor FET agit comme un interrupteur commandé. Le signal de commande de fréquence $f_{sampling}$ provient d'un circuit d'horloge. Le condensa-



(a) Filtre elliptique. FIGURE 2 *(b) Filtre de Tchebychev.*

teur maintient l'amplitude de l'échantillon (la tension) pratiquement constante puisqu'il ne peut se décharger que sur l'entrée à très haute impédance de l'amplificateur opérationnel. Il faut également que le condensateur choisi ait un très faible courant de fuite (droop) à travers le diélectrique. Le circuit de « sample & hold » est une source importante d'erreurs potentielles ; Joseph J. Carr (1) en relève au moins huit. Le diagramme de la figure 4 compare les performances d'un circuit idéal à celles d'un circuit réel (ne pouvant tout inclure sur un graphique, seuls quelques types d'erreurs sont indiqués).

3. Le convertisseur A/D

Pour adapter un signal à une ligne de transmission spécifique, il faut le moduler. On citera par exemple la modulation d'amplitude (AM) et la modulation de fréquence (FM) pour la transmission radiophonique. Il existe de nombreux autres types (phase modulation (PM), pulse amplitude modulation (PAM), pulse number modulation (PNM), etc.). L'architecture du convertisseur est conçue, entre autres, en fonction du type de modulation. La modulation utilisée pour le traitement des signaux « audio » est le PCM – Pulse Code Modulation – et ses dérivées, DPCM et delta-modulation.

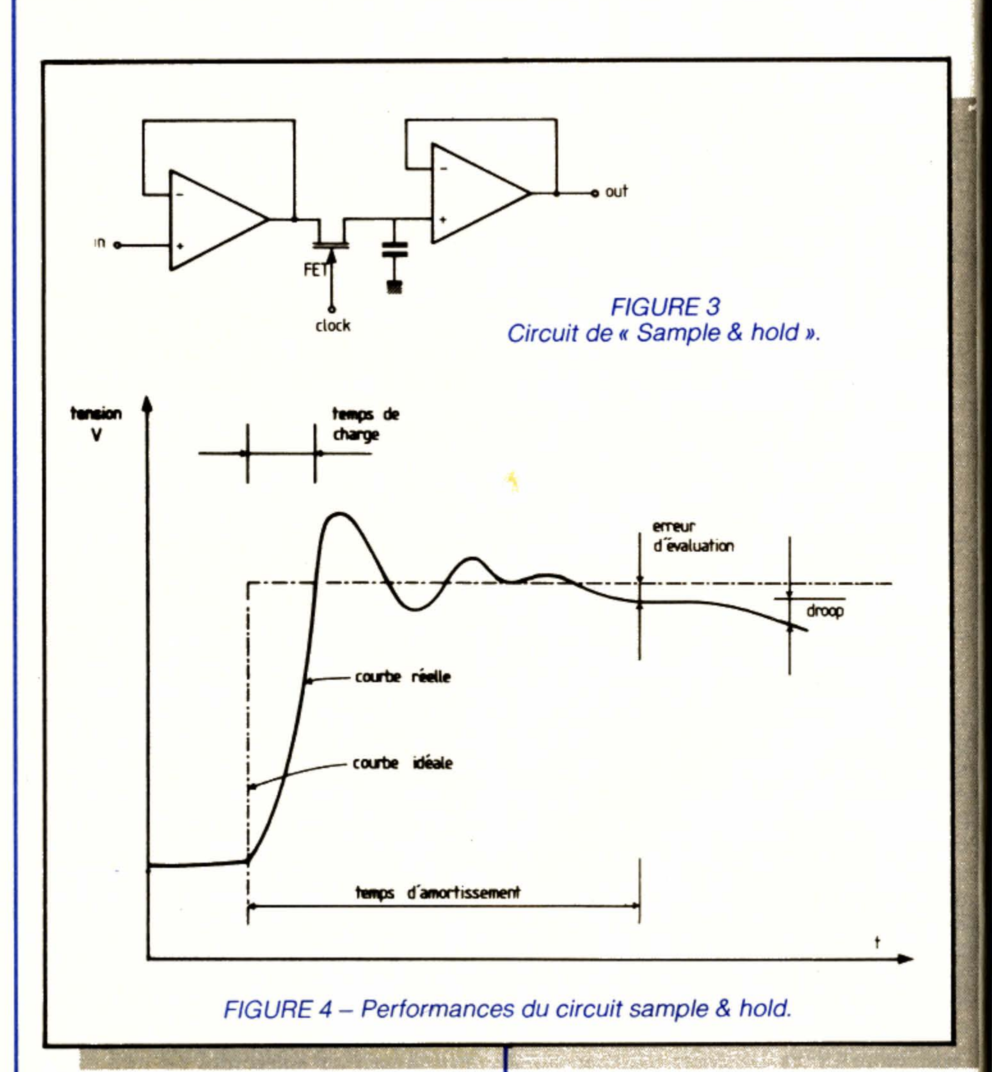


FIGURE 3
Circuit de « Sample & hold ».

FIGURE 4 – Performances du circuit sample & hold.

Le système le plus connu est certainement le PCM linéaire – souvent à 14 ou 16 bits. Ce système offre les meilleures prestations mais c'est également le plus onéreux.

La conversion s'effectue en quantifiant l'échantillon, c'est-à-dire en remplaçant l'amplitude analogique par un nombre. Si la conversion se fait sur 16 bits, le nombre peut prendre 65 536 valeurs distinctes, ce qui demande une très grande précision au convertisseur. La conversion, pour être applicable à l'enregistrement numérique par exemple, doit avoir lieu en 10 à 20 µs. Les contraintes sont donc très importantes et l'on comprend que le prix d'un tel circuit soit élevé. La figure 5 montre une des architectures satisfaisant ces conditions : le SAADC (Successive Approximations A/D Converter). Pour expliquer son fonctionnement, simulons une conversion à 4 bits – soit 16 cas possibles de 0000 à 1111. Appelons l'échantillon à quantifier E. Le chiffre situé au milieu de l'intervalle de quantification est 1000. Comparons E à 1000. Il y a trois cas possible :

1° E = 1000. La conversion est terminée.

2° E > 1000. Dans ce cas, additionnons à 1000 le bit suivant : 1000 + 0100 = 1100. Comparons cette nouvelle valeur à E, et ainsi de suite.

3° E < 1000. Divisons 1000 par 2 : 1000/2 = 100 (en binaire, diviser par 2 ou effectuer une rotation vers la droite sont deux opérations équivalentes ; c'est pour cette raison que le circuit de conversion utilise un « shift register »). Comparons cette valeur à E, et ainsi de suite.

Cette méthode de comparaison est beaucoup plus rapide que si l'on commençait avec 0000 ou 1111. En effet, à chaque comparaison, on divise par deux le nombre de cas possibles.

Il est intéressant de noter qu'un DAC est utilisé dans la construction d'un ADC. Le DAC est cependant beaucoup plus élaboré que son homologue placé à la sortie du système ; entre autres, il doit être beaucoup plus rapide puisqu'il doit effectuer, entre deux échantillonnages, autant de conversions qu'il y a de bits.

L'inconvénient majeur de ce système est son coût élevé. Une solution de remplacement est un convertisseur DPCM (Differential Pulse Code Modulation). Ce système quantifie la différence d'amplitude séparant deux échantillons successifs. Cette différence est obtenue en retardant le signal et en le soustrayant à lui-même (fig. 6). Il est évident que si la fréquence d'échantillonnage est élevée par rapport à la fréquence du signal, la différence d'amplitude entre deux échantillons est très petite. Il faut donc moins de bits pour quantifier cette différence que pour quantifier l'amplitude d'un échantillon – ce qui réduit considérablement le coût. Le signal numérique transmis est donc une suite de différences entre échantillons. Lors de la conversion D/A, il est facile de retrouver l'amplitude originale des échantillons en utilisant le procédé inverse.

Il y a une autre façon de conceptualiser cette conversion. On peut penser que le convertisseur – au lieu de soustraire le signal retardé à lui-même – fait une prédiction sur l'amplitude de l'échantillon. Le signal quantifié est alors la différence entre l'amplitude de l'échantillon et la valeur estimée.

De nombreux convertisseurs de ce type ont été développés et leur qualité est en relation avec la complexité de l'algorithme de prédiction.

Le dernier processus que nous allons analyser est la delta-modulation. Ce procédé est en fait un PCM différentiel dont la prédiction est simplifiée à l'extrême : il n'utilise qu'un seul bit. Observons le schéma de la figure 7. Le signal d'entrée est comparé à l'évaluation précédente du signal. Si le signal est plus grand que l'évaluation, la sortie du comparateur est égale à 1, sinon, elle est égale à 0. Le D flip-flop est un circuit qui transfère sa valeur

FIGURE 5
Convertisseur par approximations successives.

FIGURE 6 – PCM différentiel.

FIGURE 7 – Delta modulation.



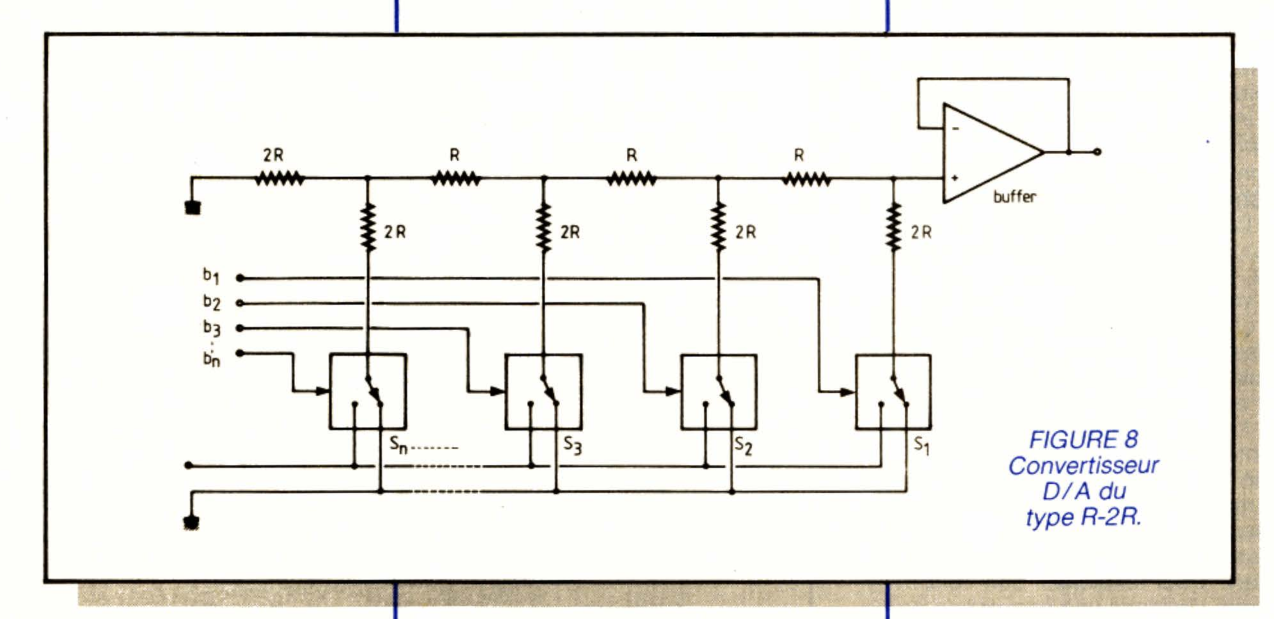


FIGURE 8 Convertisseur D/A du type R-2R.

logique d'entrée sur la sortie lorsqu'une impulsion est donnée à son entrée « clock ». Il joue ici le rôle de circuit « sample and hold » et de convertisseur simultanément. La sortie de ce flip-flop indique – par 1 ou 0 – si l'évaluation du signal doit être incrémentée ou décrémentée. Cette information est transférée au filtre intégrateur qui ajuste l'amplitude de l'évaluation. Remarquez que l'information transmise n'est pas l'évaluation du signal mais l'erreur faite dans cette évaluation ! Le signal original est reconstruit avec un simple filtre intégrateur.

Pour que ce système fonctionne, il faut évidemment une très haute fréquence d'échantillonnage (si toutefois on peut conserver le terme d'échantillonnage). Même dans ces conditions ce système ne peut pas satisfaire aux normes professionnelles. L'un des problèmes est que le filtre intégrateur ne peut corriger l'erreur d'évaluation que d'une unité par période, donc, si le signal varie plus rapidement que le taux de correction, l'erreur augmente. Pour pallier cet inconvénient, on a mis au point des systèmes dits « adaptatifs » où la correction de l'évaluation peut être plus grande qu'une unité par période.

A cet instant la conversion est terminée et nous disposons d'un signal numérique. L'étape suivante est de traiter cette information et/ou de la stocker. Nous examinerons ces possibilités dans l'article suivant. Pour le moment considérons que ce traitement a été effectué et continuons notre discussion sur la conversion en essayant de remettre notre signal sous une forme analogique.

La conversion A/D est l'opération réciproque de la conversion D/A. Nous avions pressenti cette complémentarité lors de l'étude des convertisseurs A/D. Rien d'étonnant donc à ce que nous retrouvions un convertisseur D/A, un circuit « sample and hold » et un filtre passe-bas. Cette complémentarité n'est cependant qu'apparente car, si ces circuits sont similaires, ils remplissent des fonctions très différentes.

4. Le convertisseur D/A

Pour ce circuit aussi, de nombreuses architectures sont possibles. Etudions par exemple le circuit à échelle de résistances R-2R (fig. 8). Chaque bit du signal numérique contrôle un déviateur (S_1 à S_{16}). Grâce à l'arrangement spécifique des résistances, lorsqu'un déviateur relie le circuit à la source de tension E, il contribue à la tension de sortie E_0 par une quantité :

$$E_0 = E \times (b_n/2^n)$$

où n est la position du bit (0 à 15) et b est sa valeur (1 ou 0). La formule générale pour la tension de sortie est donc :

$$E_0 = E \sum_{n=1}^{m} (b_n/2^n)$$

La sortie du circuit est complétée par un buffer. Bien que ce schéma soit d'une grande simplicité théorique, il faut néanmoins des composants de haute qualité pour obtenir une telle résolution (des résistances de précision et un amplificateur à très faible bruit).

5. Circuit sample & hold de sortie

Le signal obtenu à la sortie du DAC n'a rien encore d'un signal analogique. Entre autres, ce signal n'est pas stable car la sortie du DAC varie de façon imprévisible tant qu'une conversion est en cours. Pour prélever le signal au bon moment, on utilise un circuit sample and hold – architecturalement identique au précédent. L'amplitude du signal est alors emmagasinée dans un condensateur jusqu'à l'instant où une nouvelle conversion est terminée.

6. Filtre passe-bas de sortie ou filtre de lissage

Le filtre de lissage reconstitue le signal original en éliminant toute composante dont la fréquence dépasse $f_{(sampling)}$. Cette opération peut sembler inutile puisque l'oreille n'est pas sensible à ces fréquences, cependant, si on ne filtre pas ces composantes, elles peuvent se combiner avec celles d'autres appareils – le bias d'un enregistreur ou même l'échantillonnage d'un autre appareil numérique mis en série. Si ces fréquences sont rapprochées, elles peuvent créer des battements qui se trouvent dans la bande 20 Hz-20 kHz.

(A suivre.)

Marco FRATNIK

NDLR : la première partie de cet article a été publiée dans notre numéro 1712.

Notre courrier technique

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- *Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.*
- *Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.*
- *Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.*
- *Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).*
- *Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.*

RR – 11.18 : M. Dominique GALLAND, 65 TARBES :
1° nous entretient des antennes filaires susceptibles d'être utilisées sur un récepteur ordinaire à transistors possédant deux gammes OC ;
2° nous demande divers renseignements au sujet de la réception de certaines bandes OC et VHF.

1° En ce qui concerne les antennes filaires utilisées sur les récepteurs pour ondes décamétriques, il ne faut généralement pas dépasser une dizaine de mètres de longueur lorsque l'étage d'entrée de ce récepteur est à transistor bipolaire ordinaire (sous peine de transmodulation) ; les étages d'entrée amplificateur HF à transistor MOS double porte peuvent supporter des longueurs d'antenne plus importantes sans risque de transmodulation.
La remarque de la page 366 de notre ouvrage L'émission et la réception d'amateur *s'explique donc parfaitement par ce qui vient d'être dit. Mais elle n'est pas valable, cela va de soi, sur VHF (144 MHz, par exemple) où les antennes doivent être accordées aussi bien en réception qu'en émission.*
2° Pour ce qui se rapporte à la réception OC bandes décamétriques (3 950 à 25 800 kHz), cela ne pose aucun problème. Nous vous suggérons le récepteur FRG 7700 à couverture générale : description Haut-Parleur n° 1670, page 96.
Quant à la gamme 87 à 106 MHz, il s'agit de FM à bande large. Le récepteur FRG 7700 cité précédemment a bien une position FM, mais il s'agit de NBFM (donc à bande étroite) ; type de modulation employé par les radioamateurs et les cibistes). En conséquence, même avec un adaptateur VHF monté à l'avant du FRG 7700 permettant de recevoir la gamme 87-106 MHz, l'étage de démodulation du récepteur ne conviendrait pas pour la FM large bande employée en radiodiffusion. Pour cette gamme, nous ne voyons la solution que par l'emploi d'un classique tuner FM séparé.

RR – 11.19 : Information destinée aux innombrables lecteurs qui nous écrivent en vue de l'installation d'une prise « Péritel » sur leur téléviseur.

En ce qui concerne le câblage d'une véritable prise « Péritel » sur un téléviseur, il va sans dire que ce que nous avons écrit dans notre numéro 1691, pages 120-121, réponse RR-02.03 F, demeure valable à 100 %.
Néanmoins, il nous faut signaler qu'une société strasbourgeoise (C.G.V., 9-10, rue Alexandre-Dumas, 67200 Strasbourg) vient de mettre au point un dispositif « externe » (si l'on peut dire) ne nécessitant aucun « bricolage » ou intervention dans le téléviseur.
Ce dispositif permet par exemple :
– de recevoir « Canal+ » sur un appareil non équipé de la prise « Péritel » ;
– de pouvoir enregistrer sur un magnétoscope les émissions de la nouvelle chaîne tout en regardant un autre programme ;
– de pouvoir également enregistrer « Canal+ », en programmation différée et téléviseur éteint.
Ce dispositif étant équipé d'un tuner VHF et d'un tuner UHF, il peut recevoir tous les canaux prévus pour « Canal+ » ; il se branche sur la sortie « Péritel » du décodeur d'une part, et d'autre part sur l'antenne (ou les antennes) ainsi que sur l'entrée « antenne » du téléviseur ou du magnétoscope.

RR – 12.02 : M. Gérard BARONNIER, 13 ARLES, nous demande :
1° des schémas de tripleurs 144/432 MHz et de transverters (mêmes fréquences) ;
2° un schéma pour la construction d'un véritable récepteur de trafic OC.

1° Un montage tripleur 144/432 MHz pour émetteur a été décrit dans les numéros 349 (p. 96) et 350 (p. 80) de la revue Radio-Plans. *Un montage de transverter 144/432 MHz a été décrit dans les numéros 1649 (p. 312) et 1662 (p. 282) de notre revue.*
2° Un montage de récepteur complet de trafic (bandes décamétriques + adaptateur VHF 144 incorporé) est décrit à partir de la page 207 de notre ouvrage « L'Emission et la Réception d'amateur ». Depuis sa publication, l'étage HF de la figure VIII-8 a d'ailleurs été

remplacé par celui de la figure IV-14 à transistor MOS double porte. Bien entendu, nous ignorons votre niveau de technicité et nous ne savons pas si vous pouvez envisager par vous-même une telle construction.
Dans le cas contraire, il vous faut avoir recours à un récepteur du commerce ; mais en matériel français, hélas, il n'existe RIEN !!!
Nous nous permettons alors de vous suggérer le récepteur Sommerkamp type FRG 7700 dont la description a été publiée dans notre revue n° 1670, page 96. Si vous êtes intéressé simultanément par la bande 144 MHz, ce récepteur peut être précédé du convertisseur type FRV 7700 (voir description dans le n° 1677, page 89).

RR – 12.01 : M. Jean HERESSA, 73300 SAINT-JEAN-DE-MAURIENNE.

Nous vous avions répondu directement, mais notre lettre nous a été retournée avec l'habituelle mention « Inconnu ».
Les deux composants dont vous nous entreteniez ne figurent hélas sur aucune de nos documentations. Il doit probablement s'agir de marquages industriels spéciaux (et non de véritables immatriculations normalisées). Nous vous suggérons de consulter directement votre fournisseur (ou le constructeur des radiateurs-convecteurs).

RR – 12.05 : M. Alexandre JAYOL, 27 EVREUX, nous demande :
1° des schémas de compteurs de taxes téléphoniques ;
2° des renseignements sur l'utilisation d'un atténuateur à diodes PIN.

1° Nous avons déjà publié plusieurs montages de compteurs de taxes téléphoniques dans nos diverses revues auxquelles nous vous prions de bien vouloir vous reporter :
Comptage des impulsions téléphoniques : le Haut-Parleur *n° 1664, page 83.*
Compteur téléphonique : Electronique Pratique *n° 35, page 72/89 et n° 72, page 81.*
Compuphone (taxation et mémorisation de 100 numéros) : le Haut-Parleur *numéros 1681 (p. 87), 1682 (p. 85) et 1691 (p. 140).*
Compteur de tarif pour appels téléphoniques : Electronique pratique *n° 53, pages 83/96.*
2° L'atténuateur à diodes PIN faisant l'objet de la figure 5, page 161, le Haut-parleur *n° 1668, peut parfaitement être intercalé entre deux organes, circuits, étages ou appareils présentant une impédance de 75 Ω.*

RR – 12.06-F : M. Daniel MEUNIER, 89 AUXERRE, désire connaître :
1° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré LM 339 N ;
2° les caractéristiques des transistors BD 263 et BD 678.

1° LM 339 N : comparateur de tension ; alimentation = 5 à 15 V ; Pd = 10 à 30 mW ; offset = 5 mV, 50 nA ; polarisation entrée = 250 nA ; ΔV entrée = 1,5 V.
Boîtier 14 pattes DIL (figure RR-12.06).

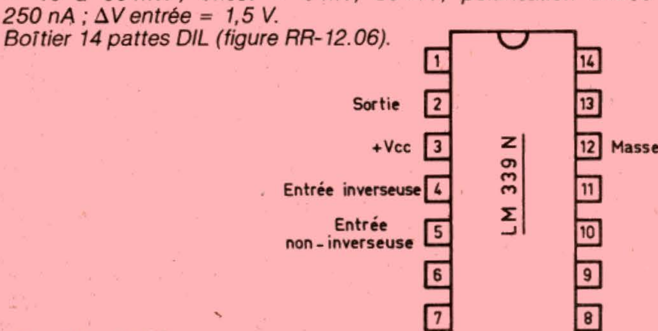


Fig. RR – 12.06

2° Caractéristiques maximales des transistors :
BD 263 : Darlington silicium N-NPN ; h fe = 500 pour Vce Ø Vcb = 3 V et Ic Ø Ib = 4 A ; Ic Ø Ie = 4 A ; Ib Ø Ie = 100 mA ; Vcb = 80 V ; Veb = 5 V ; Vceo Ø Vces = 60 V ; Pc = 36 W ; Ft = 7 MHz.
BD 678 : Darlington silicium P-PNP ; h fe = 750 pour Vce Ø Vcb = 3 V et Ic Ø Ib = 1,5 A ; Ic Ø Ie = 4 A ; Ib Ø Ie = 100 mA ; Vcb = 60 V ; Veb = 5 V ; Vceo Ø Vces = 60 V ; Pc = 40 W ; Ft = 1 MHz.

(suite page 102)

UNE CONCEPTION MODERNE DE LA PROTECTION ELECTRONIQUE

Si vous avez un problème... de BUDGET... de choix pour réaliser votre protection électronique, nous le règlerons ensemble

LA QUALITE DE NOS PRODUITS FONT VOTRE SECURITE ET NOTRE PUISSANCE

DETECTION EXTERIEURE

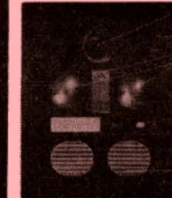
BARRIERE INFRAROUGE MODULEE

Portée de 10 à 60 mètres.
Boîtier étanche.
Monté sur 2 colonnes en métal.
Fixation sur sol plat.
Alimentation 12 V.

PRIX **1 820** F port 45 F

Documentation complète c/16 F en timbres

OUVREZ L'ŒIL... SUR VOS VISITEURS !



PORTIER VIDEO, pour PAVILLONS - VILLA - IMMEUBLE COLLECTIF - CABINET MEDICAL - BUREAUX, etc.

D'UN COUP D'ŒIL... VOUS IDENTIFIEZ VOTRE VISITEUR.

Ce portier vidéo se compose de 2 parties :
PARTIE EXTERIEURE :
— CAMERA étanche avec son système d'éclairage automatique.
PARTIE INTERIEURE :
— ECRAN de visualisation.
— Touches de commande et contrôle de volume.
— Bouton de commande pour ouverture de la gache.
— Fourni avec son alimentation complète.
Documentation complète contre 16 F en timbre.
PRIX... NOUS CONSULTER



SELECTION DE NOS CENTRALES

CENTRALE D'ALARME série 400

NORMALEMENT fermé
SURVEILLANCE : 1 boucle N/F instantanée - 1 boucle N/F temporisée - 1 boucle N/F autoprotection 24 h/24 - 3 entrées N/O identiques aux entrées N/F.
Alimentation chargeur 1,5 amp. Réglage de temps d'entrée, durée d'alarme. Contrôle de charge ou contrôle de bande. Mémorisation d'alarme.

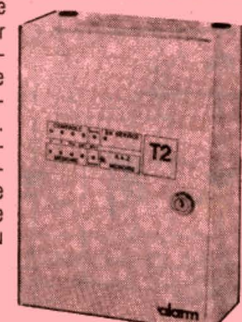
1100 F (port SNCF)
SIMPLICITE D'INSTALLATION
Sélection de fonctionnement des sirènes.

CENTRALE T2

3 zones de DETECTION SELECTIONNABLE
ENTREE : zone A déclenchement immédiat.
MEMORISATION D'ALARME

Zone A déclenchement temporisé. Zone d'autoprotection permanente 24 h/24. 2 circuits d'analyses pour détecteurs inertiels sur chaque voie - Temporisation sortie/entrée. Durée d'alarme réglable. Alimentation entrée : 220 V. Sortie 12 V 1,5 amp. régulé en tension et en courant. Sortie alimentation pour détecteur infrarouge ou hyperfréquence. Sortie préalarme, sortie alarme auxiliaire pour transmetteur téléphonique ou éclairage des lieux. Dimensions :
H 315 × L 225 × P 100

1900 F port dû



CENTRALE T4

5 zones de détection sélectionnable : 3 zones immédiate, 1 zone temporisée. 1 zone d'autoprotection 24 h /24.
4 circuits analyseurs sur chaque voie, contrôle de zone et mémorisation.
H 430 × L 300 × 155

2700 F port dû

CENTRALE D'ALARME 410

5 zones sélectionnables 2 par 2 sur la face avant, 2 zones de détection immédiate. 2 zones de détection temporisée. 1 zone d'autoprotection, chargeur 12 V 1,5 amp. Voyant de contrôle de boucle, mémorisation d'alarme et test sirène. Commande par serrure de sécurité cylindrique.
Dim. H 195 × L 180 × P 105.

PRIX **2 250** F port dû

DOCUMENTATION COMPLETE SUR TOUTE LA GAMME CONTRE 16 F en timbres
NOMBREUX MODELES EN STOCK DISPONIBLE

TRANSMETTEUR TELEPHONIQUE

ATEL composera AUTOMATIQUEMENT et EN SILENCE le numéro de téléphone que vous aurez programmé ; transmettra un signal sonore caractéristique dès qu'un contact sera ouvert dans votre circuit de détection (contact de feuillure ou tout autre système d'alarme ou de détection ; s'assure que la ligne est disponible ; compose le numéro programmé ; en cas de (non réponse) ou (d'occupation) renouvelle l'ensemble de ces opérations jusqu'à ce que (l'appelé) décroche son combiné. Emet alors un signal sonore caractéristique pendant une quinzaine de secondes ; confirme l'information par son second appel dans les 30 secondes suivantes.
Non homologué. **Prix 1 250 F. Quantité limitée.**
Frais port 45 F

EROS P2B
homologué PTT
1 n^os d'appel avec message enregistré
2 890 F
Frais port 45 F
NOUVEAU!!
STRATEL
4 numéro d'appel
2 voies d'entrée
Consommation en veille 1mA
PRIX NOUS CONSULTER

CENTRALE BLX 06

UNE petite centrale pour appartement avec 3 entrées : normalement fermé :
- immédiat
- retardé
- autoprotection

Chargeur incorporé 500 m/A
Contrôle de charge
Contrôle de boucle
Dimensions 210 × 165 × 100 mm
Port 35 F

PRIX EXCEPTIONNEL JUSQU'AU 15 JUILLET **590** F

SIRENES POUR ALARME

SIRENE ELECTRONIQUE

Autoprotégée en coffret métallique
12 V, 0,75 Amp. 110 dB
PRIX EXCEPTIONNEL
210 F
Frais d'envoi 25 F

SIRENE
électronique autoalimentée et autoprotégée.
590 F
Port 25 F
1 accus pour sirène **160 F**

Nombreux modèles professionnels Nous consulter

COMMANDE AUTOMATIQUE D'ENREGISTREMENT TELEPHONIQUE

non homologué



Se branche simplement entre un fil d'arrivée de la ligne téléphonique (en série) et l'enregistreur magnétophone (modèle standard). Vous décrochez votre téléphone et l'enregistrement se fait automatiquement.
Vous raccrochez et votre enregistreur s'arrête.
Ne nécessite aucune source d'énergie extérieure. Muni d'un bouton de commande d'avance automatique de la bande d'enregistrement. Dimensions 95 × 30 × 30 mm. Poids 35 grammes.
Frais d'envoi 16 F
PRIX **270** F

RADAR HYPERFREQUENCE

BANDE X
AE 15, portée 15 m.
Réglage d'intégration
Alimentation 12 V.
980 F frais de port 40 F

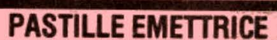
DETECTEUR RADAR PANDA anti-masque

BANDE X

Emetteur-récepteur de micro ondes. Protection très efficace. S'adapte sur toutes nos centrales d'alarme. Supprime toute installation compliquée. Alimentation 12 Vcc. Angle protégé 140°. Portée 3-20 m.

NOUVEAU MODELE « PANDA » **1 450** F Frais d'envoi 40 F
Faible consommation, 50 mA. Réglage séparé très précis de l'intégration et de la portée

PASTILLE EMETTRICE



Vous désirez installer rapidement et sans branchement un appareil d'écoute téléphonique et l'émetteur doit être invisible.
S'installe sans branchement en cinq secondes (il n'y a qu'à changer la capsule).
Les conversations téléphoniques des deux partenaires sont transmises à 100 m en champ libre.
PRIX : nous consulter
Document. complète contre 10 F en timbres
(Non homologué) Vente à l'exportation.

DETECTEUR DE PRESENCE

BANDE X

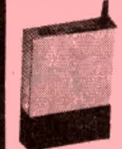
Matériel professionnel - AUTOPROTECTION blocage d'émission RADAR

MW 25 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 15 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Contacts NF. Alimentation 12 V.

RADAR HYPERFREQUENCE
MW 21 IC. 9,9 GHz. Portée de 3 à 30 m. Réglable. Intégration 1 à 3 pas réglable. Consommation 18 mA. Alimentation 12 V.

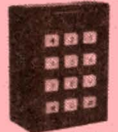
Prix : NOUS CONSULTER
Documentation complète sur toute la gamme contre 10 F en timbres.

MICRO EMETTEUR



depuis
450 F
Frais port 25 F
Documentation complète contre 10 F en timbres

NOUVEAU MODELE CLAVIER UNIVERSEL KL 306



- Clavier de commande pour dispositifs de sécurité, de contrôles, d'accès, de gâche électrique, etc.
- Commande à distance codée en un seul boîtier
- 11880 combinaisons
- Codage facile sans outils
- Fonctions : repos/travail ou impulsion
- Alimentation 12 V
- Dimensions 56x76x25 mm

Port 30 F **360 F**
nous consulter

RECEPTEUR MAGNETOPHONES



— **Enregistre** les communications en votre absence.
AUTONOMIE :
4 heures d'écoute.
— Fonctionne avec nos micro-émetteurs.
PRIX NOUS CONSULTER
Documentation complète de toute la gamme contre 15 F en timbres.

CENTRALE BLX 03

ENTREE : Circuit instantané normalement ouvert. Circuit instantané normalement fermé. Circuit retardé normalement fermé. Temporisation de sortie fixe. Temporisation d'entrée réglable de 0 à 60".
SORTIE : Préalarme pour signalisation d'entrée en éclairage. Circuit pour alimentation radar. Circuit sirène intérieure. Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée. Relais inverseur pour transmetteur téléphonique et autre.
Durée d'alarme 3', réarmement automatique
TABLEAU DE CONTROLE : Voyant de mise en service. Voyant de circuit instantané. Voyant de circuit retardé. Voyant de présence secteur. Voyant de mémoris. d'alarme



950 F Frais de port 35 F

DETECTEUR INFRA-ROUGE PASSIF IR 15 LD

Portée 12 m. Consommation 15 mA. 14 rayons de détection. Couverture : horizontale 110°, verticale 30°.

Prix : **950 F**
Frais de port 35 F

INTERRUPTEUR SANS FIL

portée 75 mètres

Nombreuses applications (porte de garage, éclairage jardin, etc.)
Alimentation du récepteur : entrée 220 V sortie 220 V, 500 W
EMETTEUR alimentation pile 9 V
AUTONOMIE 1 AN
450 F Frais d'envoi 25 F

BLOUDEX ELECTRONIC'S

141, rue de Charonne, 75011 PARIS
(1) 371.22.46 - Métro : CHARONNE

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat.

OUVERT TOUS LES JOURS DE 9 h 30 à 13 h et de 14h 30 à 19 h 15 sauf DIMANCHE et LUNDI MATIN

(suite de la page 100)

RR – 11.17-F : M. Laurent MATRAY, 80 AMIENS, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TDA 2542, TDA 1170 et TDA 3540/41.

Voici les renseignements demandés :

TDA 2542 : *amplificateur FI et démodulateur AM pour téléviseurs équipés d'un tuner PNP ; prévu pour les normes françaises à modulation vidéo positive (préampli vidéo incorporé) ; C.A.F. commutable. Alimentation = 12 V 50 mA ; tension d'entrée FI (à 38,9 MHz) = 100 µV eff. ; tension de sortie vidéo = 3 V crête à crête ; plage de commande du gain en tension FI = 64 dB ; rapport « signal/bruit » (à Ve = 10 mV) = 58 dB. (Document Thomson Efcis.)*

TDA 1170 : *destiné au balayage vertical des téléviseurs, il comporte :*
- *le circuit de synchronisation ;*
- *l'oscillateur générateur de rampe ;*
- *l'amplificateur de puissance ;*
- *le doubleur de tension pour l'impulsion de retour ;*
- *la stabilisation de la tension d'alimentation.*

Tension d'alimentation max = 35 V ; tension max. durant le retour = 60 V ; courant crête à crête max. de balayage à 50 Hz = 1,5 A. (Document Thomson Efcis.)

TDA 3540/3541 : *ils réalisent les fonctions d'amplificateur et de démodulateur FI pour les téléviseurs équipés d'un tuner NPN pour le premier (3540) ou PNP pour le second (3541) et pour les normes à*

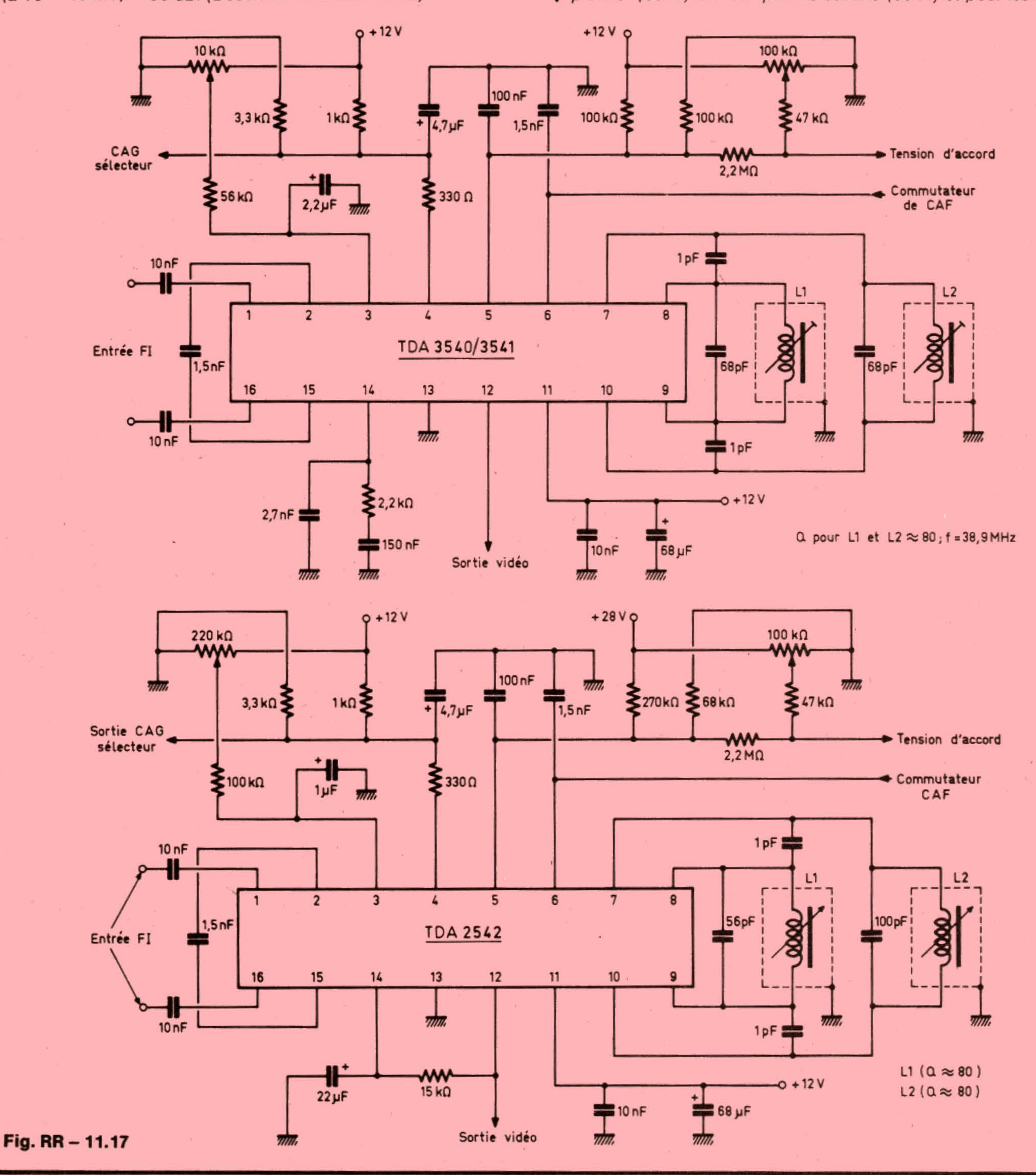


Fig. RR – 11.17

modulation vidéo négative. Ils remplissent les fonctions suivantes :
- amplificateur large bande FI commandé en gain ;
- démodulateur synchrone ;
- inverseur de parasites ;
- préamplificateur vidéo ;
- circuit de C.A.G. ;
- C.A.F. commutable ;
- possibilité de blocage de la sortie vidéo par une tension continue.

Alimentation = 12 V 53 mA ; entrée FI = 70 µV ; sortie vidéo = 2,7 V crête à crête ; plage de C.A.G. en tension FI = 65 dB ; rapport « signal/bruit » (Ve = 10 mV) = 57 dB. (Document R.T.C.)
Brochages de ces circuits intégrés : voir figure RR-11.17.

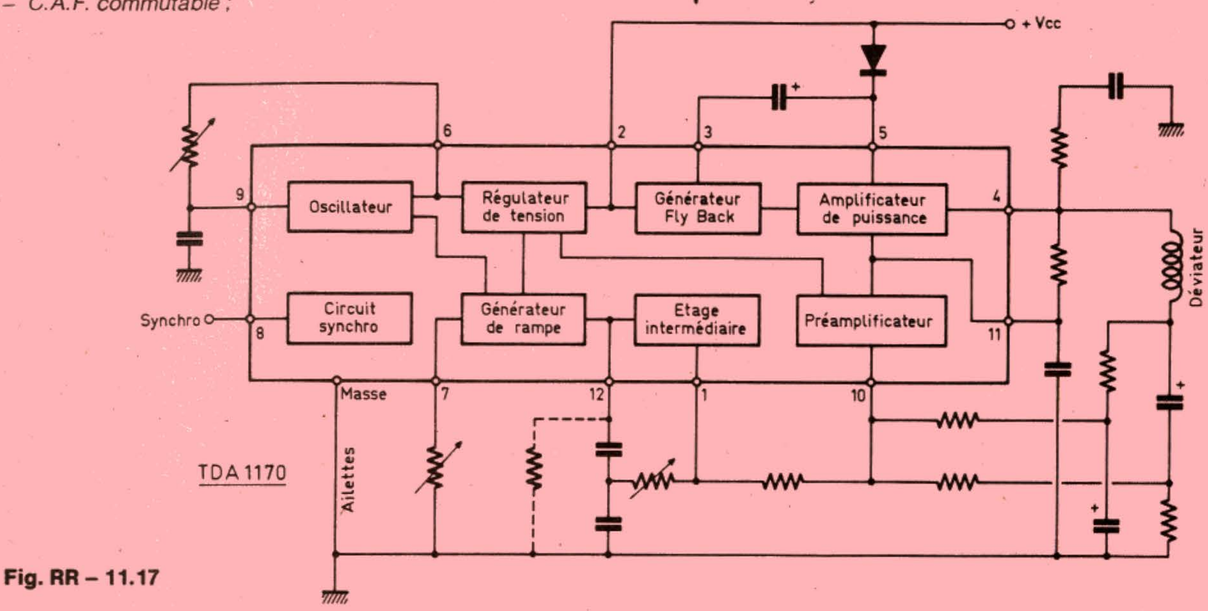


Fig. RR – 11.17

RR – 12.03-F : M. Julien FAVERJON, 02 ST-QUENTIN, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés TDA 2582 et TDA 3650.

Voici les renseignements demandés :
TDA 2582 : circuit intégré destiné à la commande des alimentations des téléviseurs assurant également la commande de l'étage de déviation horizontale. Il présente les fonctions suivantes (doc. R.T.C.) :
- oscillateur horizontal commandé en tension ;
- détecteur de phase ;
- commande du rapport cyclique sur le front descendant du signal de sortie ;
- accroissement progressif du rapport cyclique de 0 à sa valeur normale ;
- rapport cyclique maximum ajustable ;
- protection contre les surtensions et les surintensités avec redémarrage automatique après coupure ;
- circuit de comptage déclenchant la coupure définitive après détection de n surtensions ou surintensités successives ;
- protection contre l'ouverture du circuit de référence ;
- protection contre les sous-intensités d'alimentation ;
- protection contre les anomalies de la boucle de contre-réaction ;
- variation dans le même sens du rapport cyclique et de la tension de contre-réaction lorsque celle-ci est inférieure de plus de 1,5 V à la tension de référence ;
- possibilité de commande « marche-arrêt » à distance en mode normal ou progressif.

Caractéristiques principales :
Tension d'alimentation V9-16 = 12 V ; courant d'alimentation 19 = 14 mA ; impulsion de commande horizontale V3-16 = 5 à 11 V crête à crête ; impulsion de retour lignes (courant de déviation différencié) V2-16 = 1 à 5 V crête à crête ; tension de référence externe V10-16 = 6,1 V ; tension de sortie (pour Is < 20 mA) V11-16 = 11,8 V ; courant de sortie (crête) I11 < 40 mA.

(suite page 107)

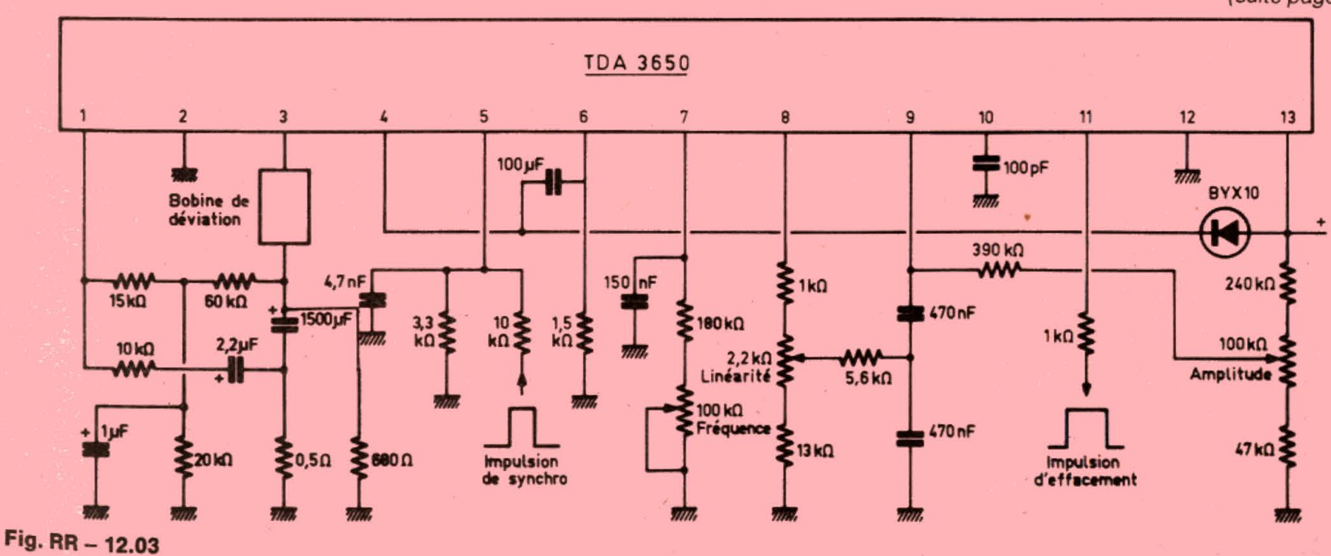


Fig. RR – 12.03

JUKE BOX LASER

Il existe et nous l'avons rencontré ; seulement, il ne s'agit pas d'un juke-box à « vidéo-clips », le dernier média à la mode, mais d'un appareil destiné à l'enseignement... du bricolage domestique. Les centres de bricolage se multiplient autour des grandes villes : la main-d'œuvre devient chère et les plombiers ne se mobilisent plus pour mettre fin à vos ennuis de tuyauterie, la pose d'une simple prise électrique pose un problème à plus d'un. Bref, le secteur du bricolage constitue un des domaines où la vidéo peut apporter sa contribution.

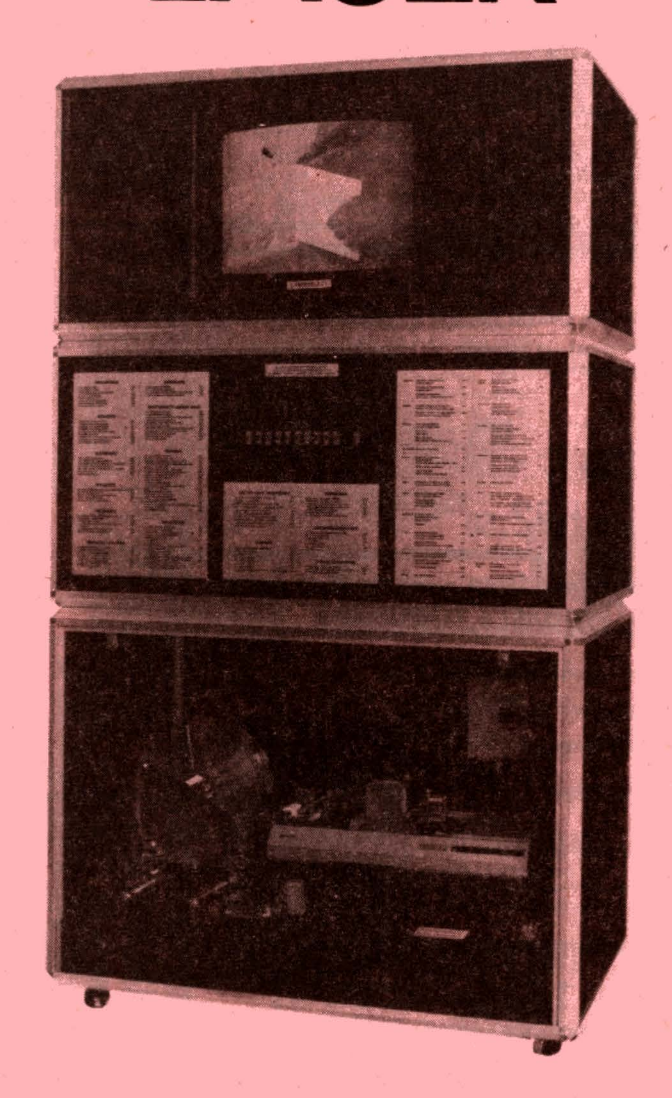
Début 1984, Unibal, avec la FIPAV, lançaient l'opération Bricovision, une opération de démonstration vidéo basée sur le support cassette. On connaît la cassette vidéo, elle ne brille pas par la rapidité d'accès à un endroit déterminé, malgré les topages possibles de la bande.

Si le film présente un intérêt certain, le temps d'attente constitue un handicap certain si l'on veut profiter d'un système à accès aléatoire. La Société Française de Vidéographie, productrice de plus de 900 films longs, moyens et courts métrages à vocation industrielle, propose aux magasins de bricolage une formule vidéo nouvelle, basée cette fois sur le vidéo disque.

120 films d'une durée de 3 à 5 minutes abordent les sujets suivants : maçonnerie, électricité, plomberie, menuiserie, revêtement, soudure, perceuses, machines intégrales, peinture, collage, isolation, traitement des bois, etc.

Ces films ne présentent aucun caractère publicitaire, il fallait le souligner. En plus de ces 120 films, la SFV propose 42 films « d'information produit », utilisant cette fois un produit, mais installé dans un contexte de démonstration.

La SFV a tourné les 120 films et fait presser les vidéodisques en Allemagne, une opération apparemment rentable, bien que les quantités produites ne soient pas considérables. Le vidéodisque utilisé est le Philips, à lecture au laser, les disques, inusables, ne subiront donc aucune détérioration de la qualité de l'image.



Le lecteur de disques vidéo se compose de trois parties. En haut, un moniteur ; au centre, le système de sélection de disque et, en bas, derrière la vitre : le changeur de disques.

La technique du disque permet l'accès immédiat et l'indexation de chaque trame autorise un accès d'une précision rigoureuse.

Le matériel se compose de trois éléments : tout en haut, nous avons un moniteur vidéo travaillant en PAL, flanqué de deux haut-parleurs. Au centre, une surface est réservée au clavier de composition du numéro de la plage, un afficheur signale la sélection effectuée. Tout autour, une surface reste libre pour coller le sommaire de la machine, solution simple, préférée à un menu dû à un texte informatisé moins pratique à consulter.

Tout en bas prend place le lecteur de vidéodisque. Il s'agit d'un vidéodisque 830 de Philips, automatisé pour les besoins de la cause. Une vitre laisse voir un impressionnant mécanisme. Il s'agit en effet d'une extrapolation, pour disques de grand diamètre, des juke-box : pas de mystère, la conception de la mécanique vient d'une collaboration entre la SFV et Wurlitzer.

Un chariot transporte les disques vidéo maintenus verticalement, un arceau en demi-cercle vient se saisir d'un disque par la tranche, excluant ainsi tout risque de détérioration. Cette pince dispose d'un système de verrouillage placé d'un seul côté du diamètre de saisie du disque.

Ce petit détail a de l'importance ; une fois le disque placé sur le plateau, un côté de l'arceau reste en contact avec le disque tandis que l'autre est libéré. La technique Wurlitzer consiste alors à tourner légèrement l'ensemble du lecteur de disque, monté sur un plateau rotatif, afin de dégager l'extrémité de l'arceau du disque.

L'arceau peut rester en place autour du disque pour la lecture, il reprendra le disque pour son changement. Un presseur s'abaisse, pour maintenir le disque qui prend sa vitesse de rotation.

La recherche commence, nous l'avons trouvée un peu longue, la tête laser doit en effet parcourir tout le disque. Pendant cette recherche, un texte vous fait patienter ; il serait intéressant ici de faire apparaître le numéro des plages au-dessus desquelles passe le laser, ce qui servirait de décompte. Bien entendu, le temps d'accès change suivant que l'endroit recherché se trouve au début ou à la fin du disque.

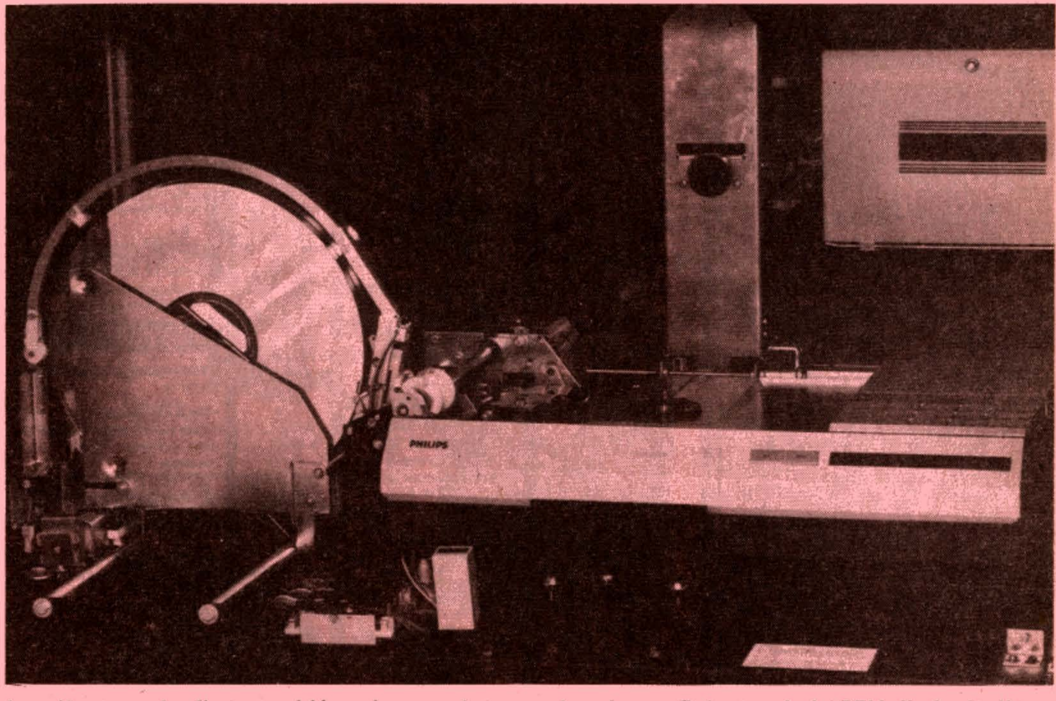
Le matériel est proposé en location aux centres de bricolage. Les essais effectués expérimentalement ont démontré l'intérêt du public. En une jour-

née, 435 demandes ont été enregistrées et on a pu constater que le public regardait le film d'un bout à l'autre, et allait ensuite s'approvisionner dans les rayons du magasin. Cette formule permet à l'amateur de connaître certains tours de main, mais aussi tout le matériel nécessaire au travail envisagé et qu'il pourra se procurer sur place.

Le principe du juke-box vidéo devrait être étendu à d'autres activités comme le jardinage et la pièce détachée automobile.

Un autre domaine, le tourisme, s'intéresse aussi au vidéodisque, ce n'est pas nouveau. Cette fois, il s'agit de produire un catalogue de voyages en disque, décrivant avec précision toutes les prestations proposées. Pas besoin du juke-box, un lecteur simple, associé à un moniteur, suffirait dans ce dernier cas.

E.L.



Le sélecteur de disques vidéo mis au point pour le « Laser Select » de la SFV. Il s'agit d'une extrapolation du juke-box audio. Le lecteur de disques est placé sur un support rotatif ; ici, le lecteur n'est pas chargé et le bras s'apprête à saisir un disque dans le classeur.

COURRIER TECHNIQUE *(suite de la page 103)*

TDA 3650 : Circuit intégré destiné à la commande de la déviation verticale des téléviseurs couleurs. Ce circuit comprend les fonctions suivantes (doc. R.T.C.) :
- *oscillateur ;*
- *circuit de synchronisation ;*
- *générateur d'impulsions d'effacement ;*
- *générateur de dents de scie ;*
- *commande de linéarité et correction de S ;*
- *circuit de commande et comparateur ;*
- *étage de sortie ;*
- *générateur de retour ;*
- *stabilisateur de tension ;*
- *circuit de protection thermique ;*
- *circuit de garde assurant la protection par génération d'un effacement permanent en cas d'absence de courant de déviation ;*
- *protection de l'étage de sortie.*

Plage de la tension d'alimentation (borne 13) Va = de 10 à 50 V ; courant de sortie I3 = 3 A crête à crête.
Brochages et schémas d'application, voir figure RR-12.03.

RR – 12.04 : M. François CARRET, 75010 PARIS, nous demande :
1° le schéma d'une alimentation ;
2° le mode de détermination d'un radiateur ;
3° les dimensions d'une enceinte « bass-reflex » pour un haut-parleur de 46 cm de diamètre.

1° Au sujet de l'alimentation pour laquelle vous recherchez un schéma, nous pensons que la description publiée dans notre revue n° 1638, page 343, serait susceptible de vous convenir (alimentation 0 15 V, 3 A/5 A).
2° Un article traitant de la détermination d'un radiateur a été publié dans la revue Radio-Plans n° 417, page 87, à laquelle nous vous prions de bien vouloir vous reporter.
3° Voici les dimensions extérieures pour une enceinte « bass-reflex » avec haut-parleur de 46 cm de diamètre :
Largeur = 100 cm ; profondeur = 62 cm ; hauteur = 162 cm.
Panneaux d'une épaisseur d'au moins 3 cm.
Tunnel d'accord de l'évent :
Largeur = 55 cm ; hauteur = 15 cm ; longueur en profondeur = 6 cm.

RR – 12.07 : M. Pierre LORNAGE, 91 EVRY :
1° nous soumet le schéma d'un téléviseur qu'il se propose d'utiliser comme moniteur vidéo à la sortie d'un micro-ordinateur et nous demande les modifications à apporter ;
2° sollicite des conseils pratiques pour l'utilisation d'un oscilloscope.

1° La sortie vidéo s'effectue sur la patte 12 du circuit intégré TBA 1440 ; voir aussi notre numéro 1695, page 70.
Il suffirait donc de sectionner la liaison aboutissant à cette patte 12 pour utiliser la suite du téléviseur comme moniteur-vidéo. Mais attention, les signaux vidéo appliqués en ce point doivent présenter une amplitude de 2 à 3 V de crête à crête. Est-ce le cas de la tension vidéo de sortie délivrée par votre micro-ordinateur ?
En effet, le préamplificateur vidéo est intégré dans le TBA 1440... et l'entrée de ce préamplificateur est hélas inaccessible !
Une réponse absolument identique peut être faite en ce qui concerne les téléviseurs équipés d'un TDA 2542.
2° Une suite d'articles sur les utilisations d'un oscilloscope a été publiée dans nos numéros suivants : 1575 (p. 333) - 1579 (p. 324) - 1583 (p. 243) - 1587 (p. 227) - 1600 (p. 80).
Plus récemment, nous pouvons aussi vous indiquer la suite d'articles publiés dans nos numéros 1706 et 1710 inclus.
Enfin, il existe également un petit ouvrage dans la série « Technique de Poche » intitulé « Utilisation de l'Oscilloscope » par R. Rateau (ouvrage n° 25) ; en vente à la Librairie Parisienne de la Radio : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

LE MICRO ORDINATEUR MSX YAMAHA YIS 503



Le micro-ordinateur Yamaha YIS 503F est une des premières machines au standard MSX à être disponible en France. Comme tous les ordinateurs respectant ce standard à propos duquel vous pouvez avoir toutes les informations désirées en consultant l'article que nous lui consacrons par ailleurs dans ce numéro, le YIS 503F est un appareil dont le prix est de l'ordre de 3 000 F. Il dispose de possibilités d'affichage alphanumériques et graphiques couleur, d'un générateur de sons très performant, d'un Basic assez étendu occupant 32 Ko de mémoire morte et d'une capacité de 32 Ko de mémoire vive pour l'utilisateur. Le décor étant planté, voyons l'acteur principal d'un peu plus près.

PRESENTATION

L'esthétique du YIS 503F est assez réussie comme vous pouvez en juger vous-même sur les photos qui accompagnent cet article. Les tons gris foncé et gris clair du boîtier sur lequel se détache un clavier au « look » très professionnel inspirent confiance. De plus, l'appareil n'est pas très encombrant puisqu'il occupe une surface au sol de 420 mm sur 210 mm pour une hauteur maximum de 60 mm. Bien que l'habillage soit en plastique (malgré l'aspect métallique que lui confèrent les teintes choisies), l'intérieur renferme de nombreuses plaques de tôle comme nous le verrons tout à l'heure, ce qui explique les 3 kilos que pèse l'appareil.

Le clavier respecte les normes MSX et est de ce fait un clavier Qwerty très complet puisque, outre les symboles et caractères standard d'un tel clavier, on y trouve aussi les minuscules accentuées françaises, ce qui permet d'envisager des applications type traitement de texte, mais aussi un certain nombre de symboles graphiques prédéfinis accessibles par action simultanée sur la touche Graph et sur la touche de votre choix. Afin de ne pas alourdir la présentation du clavier, n'apparaissent sur les touches que les caractères habituels, ce qui, à notre avis, est une bonne solution.

La touche Shift est doublée, ce qui facilite la frappe, et la barre d'espace est de taille confortable, ce qui contribue à accroître le confort de frappe offert par ce clavier.

Un bloc de touches de fonctions le complète sur sa droite. On y trouve les touches de déplacement du curseur, des touches d'édition et des touches dont la fonction dépend du programme en cours.

Au dessus de la partie gauche du clavier, 5 touches de fonctions doubles (F1/F6 à F5/F10) permettent des choix très rapides à partir de menus affichés sur l'écran, tant sous contrôle du Basic que sous contrôle des divers programmes disponibles, ou même sous le contrôle de vos propres programmes puisqu'il est possible de définir l'affectation de ces touches.

Dernier point de détail, ce clavier est verrouillable en majuscules et une LED, placée dans la touche prévue pour ce faire, rappelle le passage dans ce mode.

Une trappe munie d'un clapet à ressort complète cette face supérieure. Elle permet la mise en place des cassettes de ROM de programmes que peuvent recevoir tous les micro-ordinateurs au standard MSX.

La face arrière supporte un certain nombre de connecteurs :



– Une prise « style DIN » à 13 contacts permettant le branchement du bloc secteur externe. Cette prise est un modèle de grande qualité à verrouillage, empêchant ainsi tout arrachement intempestif.

– Une prise DIN 8 broches pour la sortie des signaux vidéo. Sur la version française de l'appareil, cette prise reçoit un câble muni d'une prise péritélévision.

– Une prise DIN 8 brocnes pour le magnétophone à cassettes.

– Une prise « style Centronics » mais à 14 broches pour l'imprimante à interface parallèle.

Derrière une trappe de protection, un connecteur 50 points est disponible pour les extensions MSX standards.

Sur la face latérale droite de l'appareil, deux prises Canon à 9 points permettent la connexion de « joysticks » ou manettes de jeux style Atari ou équivalentes. Lorsqu'elles ne sont pas utilisées, ces prises sont protégées par des capuchons en plastique.

Sur la face latérale gauche, un interrupteur marche-arrêt et une trappe cachant une grande découpe munie en son fond d'un connecteur 60 points complètent cet appareil. Cette découpe peut recevoir des extensions propres au YIS 503F dont un synthétiseur musical dont nous aurons l'occasion de parler à nouveau.

L'alimentation est logée dans un bloc externe à l'appareil. Elle est assez volumineuse mais présente, en contrepartie, plusieurs avantages. Un interrupteur marche/arrêt et un témoin secteur permettent de la laisser branchée en permanence ; de plus, sa puissance importante autorise l'alimentation de toutes les extensions connectables au YIS 503F sans devoir la changer, ce qui n'est pas le cas sur nombre de matériels équivalents.

LA PRISE EN MAIN

Deux notices en français accompagnent l'appareil : un petit fascicule permet de le connecter et fait un tour d'horizon des fonctions, du rôle des touches et des possibilités d'extensions, tandis qu'un deuxième manuel beaucoup plus épais puisqu'il comporte plus de 300 pages décrit en détail le Basic et les diverses possibilités de programmation.

Le raccordement et la mise en service se passent sans difficulté si vous disposez d'un récepteur muni d'une prise péritélévision. Dans le cas contraire, un adaptateur tel ceux vendus par CGV sera nécessaire comme sur tous les micro-ordinateurs de ce type.

Attention à un piège grossier (dans lequel nous sommes tombés !) ; il y a un interrupteur marche/arrêt sur le bloc secteur (qui coupe le 220 volts) et, pour les arrêts de courte durée, un interrupteur sur le côté du YIS 503F. Il faut évidemment qu'il soit sur marche pour que l'appareil puisse fonctionner mais on ne le voit pas toujours du premier coup...

L'affichage a lieu en caractères jaunes sur fond sombre et, si aucune cartouche de programme



n'est encliquetée, on se trouve placé sous le contrôle de l'interpréteur Basic. La taille RAM disponible est alors indiquée, ce qui, pour le YS 503F qui est un 32 K-octets, donne 28 815 octets utilisables pour vos programmes.

La ligne située en bas de l'écran affiche alors les fonctions disponibles grâce aux touches F1 à F5 ; cet affichage étant remplacé automatiquement par celui concernant les touches F6 à F10 si vous appuyez sur Shift.

Le clavier, malgré son aspect professionnel, est assez décevant ; en effet, alors que son ergonomie devrait permettre une frappe rapide, celle-ci est impossible pour une raison indéterminée. Dès que l'on dépasse une vitesse de frappe à la portée d'un « informaticien » moyen après quelques heures d'efforts, le clavier saute des caractères (LIST devient LST ou LT) ou est affecté de rebondissements qui font afficher certaines touches en double. Il faut donc refréner son ardeur, ce qui est d'autant plus regrettable que, s'il n'y avait pas ce défaut, le clavier du YS 503F serait un des meilleurs qu'il nous ait été donné de voir sur un micro-ordinateur de ce type au point de vue des possibilités offertes et de la disposition des touches.

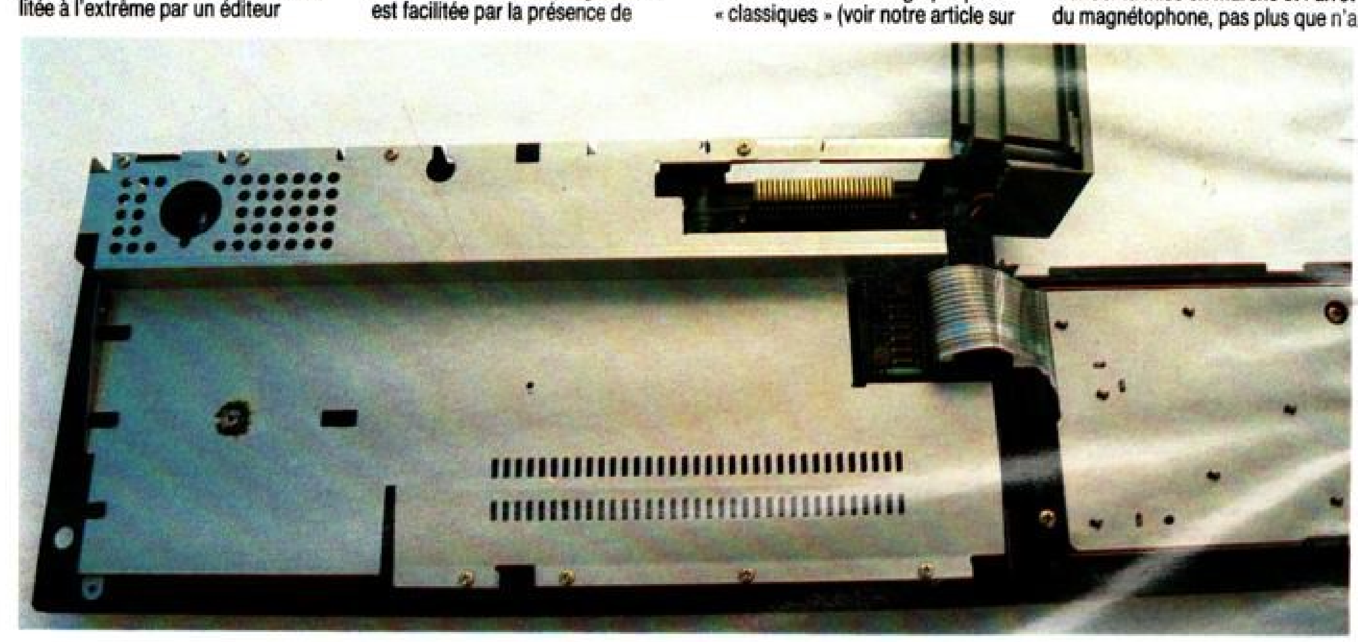
La notice mérite aussi quelques remarques ; elle est très complète et sa version originale en langue anglaise devait être très bien. La traduction qui en a été réalisée en français n'est, par contre, pas un modèle du genre ; on y apprend

Une cassette de ROM vue de l'extérieur...

ainsi que le cœur de la machine est « un confetti Z 80 » (sic) qui réalise « l'entièreté des fonctions » (re sic) ou encore que les « fentes à broches » (re re sic) permettent de brancher des extensions. Bien sûr cela n'est pas grave mais nuit un peu à la compréhension de certaines phrases relatives à des instructions délicates, surtout pour des débutants. Malgré cela, nous décernerons un bon point à la documentation très complète fournie car, outre la description des fonctions disponibles et des instructions du Basic, se trouvent aussi indiqués les brochages de tous les connecteurs, les adresses RAM importantes et les points d'entrée des divers sous-programmes que vous pouvez utiliser.

LE BASIC

Le Basic dont est doté le YIS 503F est, bien sûr, conforme aux spécifications MSX. Cela signifie qu'il dispose de toutes les instructions d'un bon Basic standard style Microsoft, mais aussi qu'on lui a ajouté tout ce qui permet de gérer au mieux l'affichage, le générateur de sons et les touches de fonctions du clavier.
La frappe des programmes est facilitée à l'extrême par un éditeur pleine page très souple d'emploi. Cet éditeur est utilement complété par les fonctions AUTO et RENUM qui, pour la première, génère automatiquement les numéros de ligne et, pour la seconde, assure la renumérotation des lignes d'un programme en tenant compte automatiquement de tous les GOTO, GOSUB et autres.
La gestion des cassettes, utilisées pour sauvegarder les programmes comme sur tout micro-ordinateur de ce type, est très développée. En effet, outre les deux vitesses de fonctionnement normalisées de 1 200 et 2 400 bauds, il est possible de sauvegarder ou charger des programmes codés en ASCII, ce qui est le cas le plus général, mais aussi des contenus mémoire codés en binaire. Il est également possible de charger deux programmes l'un à la suite de l'autre grâce à la commande Merge. Le fonctionnement de l'interface cassette est satisfaisant à 1 200 bauds avec des cassettes ordinaires. A 2 400 bauds, nous l'avons trouvé d'un emploi plus délicat et il est donc conseillé, comme l'indique fort justement la notice, de toujours conserver au moins une sauvegarde à 1 200 bauds en cas de problème.
Le Basic MSX peut manipuler divers types de variables dont les entiers, les réels, les nombres en double précision, et il peut aussi travailler en décimal, en hexadécimal, en octal et en binaire.
La mise au point des programmes est facilitée par la présence de TRON et TROFF qui servent à activer ou arrêter l'exécution en pas à pas tandis que les instructions ON ERROR GOTO et RESUME autorisent un traitement optimum des erreurs.
Une des particularités du Basic MSX se situe au niveau des instructions que nous appellerons « d'entrées/sorties matérielles » ; il est en effet possible de lire des données venant d'un port d'entrée au moyen de INP et d'envoyer des données à un port de sortie grâce à OUT. On peut également faire attendre un événement externe par un programme grâce à WAIT. La lecture de l'horloge temps réel interne est possible grâce à TIME, tandis qu'une certaine prise en compte d'interruptions grâce aux touches de fonctions est possible au moyen de KEY ON/OFF/STOP.
Outre les instructions graphiques « classiques » (voir notre article sur le standard MSX), des instructions plus spécialisées permettent d'accéder directement aux registres internes du contrôleur d'écran (VDP) ou à la RAM vidéo qui est, rappelons le, indépendante de la RAM utilisateur (VPEEK et VPOKE).
Les instructions « sonores » peuvent sembler un peu pauvres avec seulement BEEP, PLAY et SOUND, mais il faut prendre la peine de lire la fiche de l'instruction PLAY pour voir qu'elle permet, en une seule opération, de spécifier les conditions d'exécution d'un morceau de musique sur trois partitions différentes (le synthétiseur qui équipe les micro MSX possède trois voies indépendantes !).
La gestion de fichiers sur cassettes n'a pas été oubliée avec les classiques OPEN, CLOSE mais aussi MOTOR ON/OFF pour télécommander la mise en marche et l'arrêt du magnétophone, pas plus que n'a



Sous le plastique du boîtier, on trouve un généreux blindage métallique.



Les prises pour manettes de jeux.

LE MICRO ORDINATEUR MSX YAMAHA YIS 503

été omise la gestion des manettes de jeux avec PAD, PDL STICK et STRIG qui servent à lire, de diverses façons, les positions des manches des manettes et l'état des boutons de « tir » dont elles sont munies.

C'est donc à un Basic très complet que nous avons à faire, tout à fait apte à satisfaire le débutant qui, grâce à sa standardisation, pourra adapter sans problème des programmes pris dans des livres ou des revues, mais c'est aussi un Basic apte à satisfaire le programmeur chevronné grâce aux nombreuses possibilités offertes.

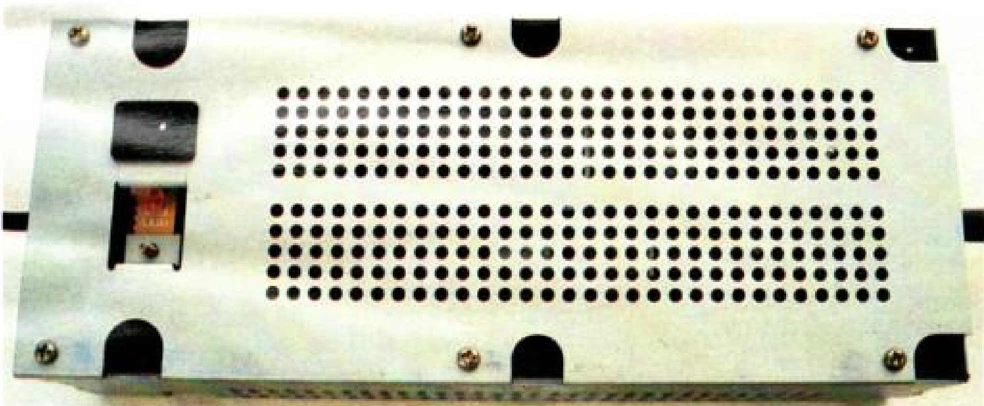
Le fait de trouver, en fin de manuel du Basic, les adresses utiles ainsi que les points d'entrée des divers sous-programmes utilisables constitue un « plus » à ne pas négliger pour ceux qui veulent faire de la programmation performante.

LE MATERIEL

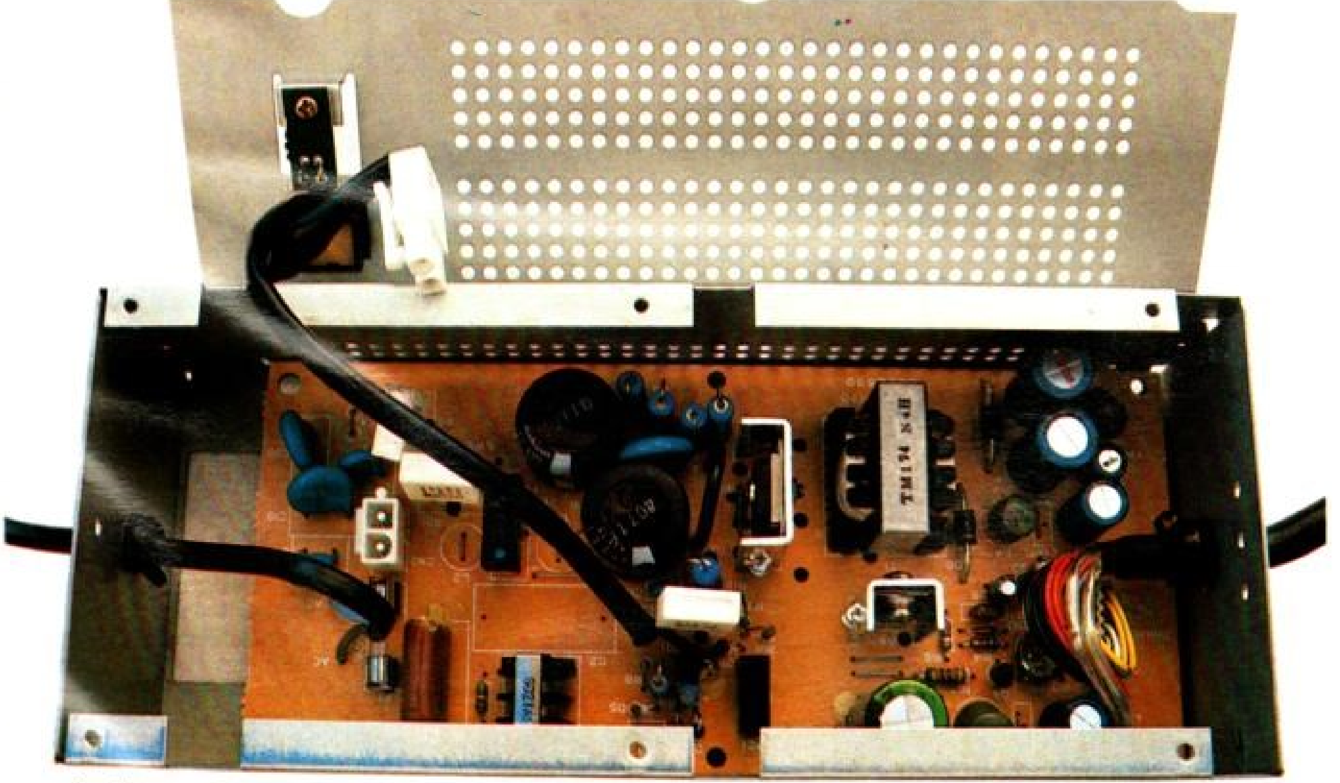
Les spécifications matérielles des machines MSX sont si précises que, sans ouvrir l'appareil, nous aurions pu vous dire ce qu'il contenait. Nous avons tout de même procédé



L'imposant bloc secteur...



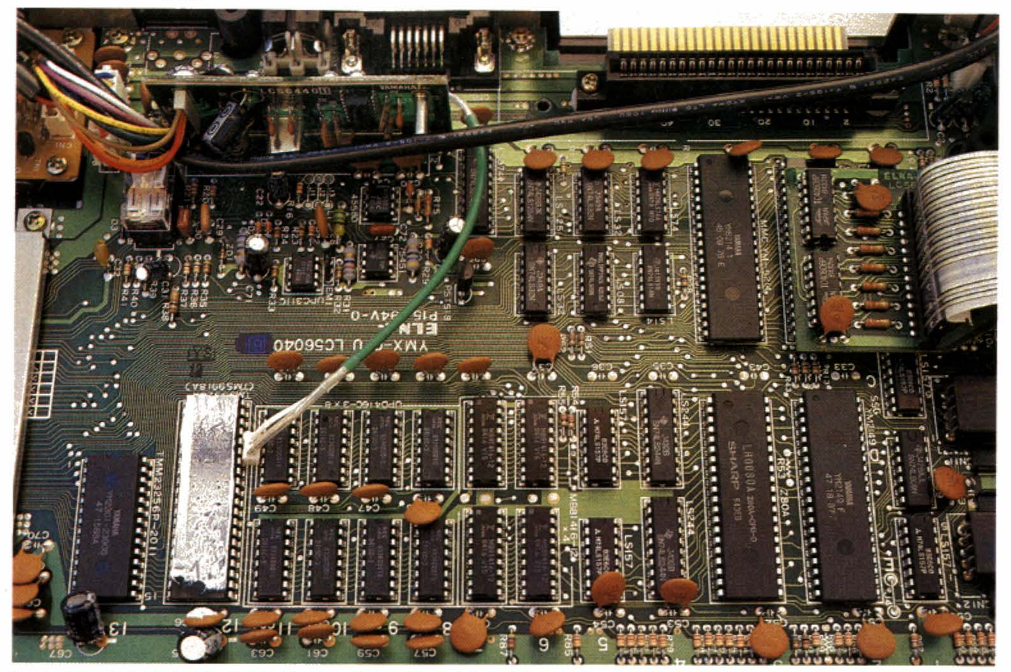
... est généreusement blindé...



... et contient une magnifique alimentation à découpage.

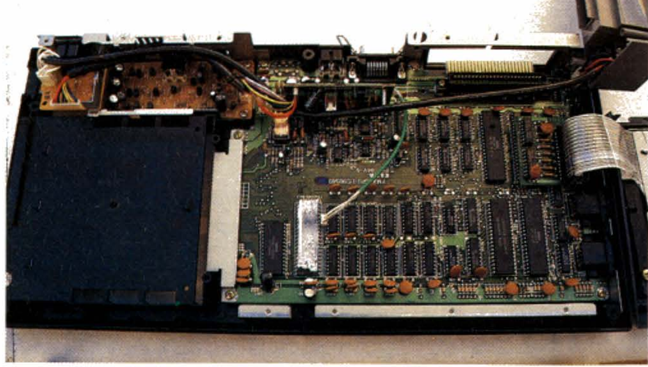
à son autopsie afin de juger du sérieux de la fabrication et nous n'avons aucun reproche à faire à Yamaha à ce sujet. La construction de l'appareil est très sérieuse et le boîtier en plastique est doublé par de généreuses plaques métalliques vissées formant blindage et radiateur (pour le contrôleur vidéo qui chauffe énormément).

LE MICRO ORDINATEUR MSX YAMAHA YIS 503

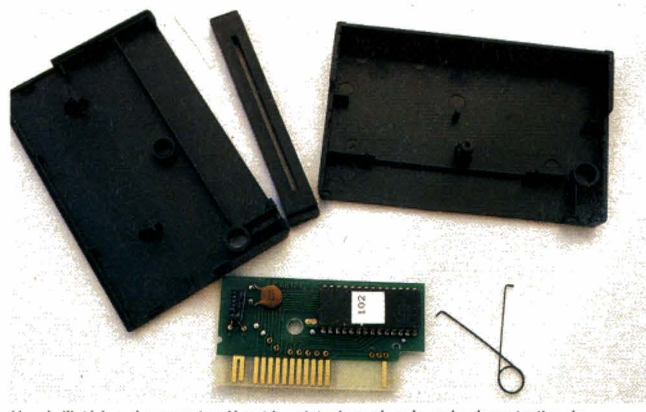


Le circuit imprimé principal. Le circuit « blanc » est le contrôleur vidéo enduit de graisse aux silicones.

La majorité des composants est groupée sur un grand circuit en verre époxy sur lequel on trouve le Z 80 bien sûr, associé au générateur de sons type AY 3 8910 de General Instruments et au contrôleur d'écran TMS 9918 de Texas Instruments (en blanc sur les photos car il est enduit de graisse aux silicones pour améliorer son contact thermique avec le radiateur qui vient en contact avec lui). Les RAM sont de type dynamique tandis que le logiciel est contenu dans une ROM programmée par masque.
Un petit circuit en bakélite complète cela et est propre à la version française de la machine afin de réaliser l'interfaçage entre les sorties-vidéo classiques MSX et la prise péritélévision.
Nous avons aussi procédé à l'autopsie de l'alimentation pour comprendre le pourquoi de sa taille et de son faible poids et nous avons eu l'agréable surprise de découvrir une alimentation à découpage de très belle facture. Sa puissance (1,9 ampère sous 5 volts, 0,5 ampère sous + 12 volts et 160 mA sous – 12 V) lui permet d'alimenter sans faiblir les extensions connectables au micro et, du fait de la technique du découpage, le dégagement de chaleur est très faible. Les risques de rayonnement propres à ce type d'alimentation sont réduits au minimum car, comme



L'intérieur de l'appareil. L'emplacement vide sur la gauche est prévu pour recevoir les extensions spécifiques Yamaha.



Vue de l'intérieur. Le ressort en Y sert à maintenir en place le cache de protection du connecteur de la cassette.

pour le YIS 503F, le boîtier en plastique est doublé par un boîtier métallique ajouré formant blindage.

Malgré la vocation grand public de la machine et un prix de vente assez bas, eu égard aux possibilités offertes, Yamaha a réalisé un produit de très belle facture et nous ne pouvons qu'apprécier une telle qualité de fabrication.

LES EXTENSIONS

Deux familles d'extensions peuvent être raccordées à l'YIS 503F : les extensions au standard MSX et les extensions propres à Yamaha. Nous ne parlerons pour l'instant ni de l'une ni de l'autre mais pour des raisons différentes.
En ce qui concerne les extensions « MSX », nous n'en avons pour l'instant aucune en notre possession et, comme nous ne faisons que de vrais bancs d'essais, nous attendrons d'avoir pu mettre la main sur celle(s)-ci pour vous donner notre avis.
Pour ce qui est des extensions « Yamaha », nous en avons un certain nombre en notre possession ; extensions qui transforment le YIS 503 F en un véritable instrument de musique (Yamaha est un des « grands » du piano et de l'orgue électronique, rappelons le). Ces extensions, de par leurs possibilités, méritent à elles seules un banc d'essai complet que nous vous proposerons donc dans notre prochain numéro.

CONCLUSION

Nous avons été agréablement surpris par ce micro-ordinateur Yamaha. Ses possibilités sont conformes au standard MSX, mais la qualité de sa fabrication, son esthétique que nous trouvons réussie (mais des goûts et de couleurs on ne saurait discuter) et sa documentation complète sont parmi les particularités les plus importantes de cette machine avec, bien sûr, les extensions « musicales » que nous verrons le mois prochain. Nous ne ferons qu'un reproche à cet appareil à propos de son clavier qui, s'il possède tous les atouts voulus pour offrir un bon confort de frappe, est sujet aux rebondissements et manque des caractères dès que l'on frappe un peu vite. Malgré cela, son utilisation est incomparablement plus agréable que celle des claviers « guimauve » que l'on rencontre encore trop souvent, même sur des micro-ordinateurs situés dans cette gamme de prix.

C. TAVERNIER

LE STANDARD MSX

S'il est un domaine où l'absence de standardisation règne en maître, c'est bien celui de la micro-informatique grand public. Pourtant, de nombreuses normes existent, dans les milieux professionnels, normes qui sont à même d'assurer une certaine compatibilité entre divers équipements informatiques ; malheureusement celles-ci, soit ne sont pas respectées par les constructeurs de micro-ordinateurs grand public, soit, lorsqu'elles le sont, ne bénéficient pas d'un niveau de définition suffisant pour assurer la compatibilité escomptée. De plus, un certain nombre d'éléments ne sont pas couverts par ces normes, ce qui permet aux fabricants de donner libre cours à leur imagination ce qui produit les résultats que l'on sait : cassettes de programmes faites sur une machine X et ne pouvant être lues sur une machine Y, idem pour les disquettes, langage Basic ayant un noyau commun mais différent au niveau des extensions, modules d'interfaces spécifiques à chaque machine, etc.

Ces problèmes, s'ils ne sont pas très aigus en France en raison du petit parc de machines, ont une importance cruciale dans des pays comme le Japon où l'on dénombre plus d'un million d'ordinateurs personnels avec pas moins de 700 modèles différents.

Toutes ces constatations sont à l'origine de la création d'un standard en matière de micro-informatique familiale ou personnelle, le standard MSX : standard qui, comme le laissait entendre notre dernière remarque ci-avant, nous vient de l'empire du Soleil-Levant avec, toutefois, une participation américaine puisque le célèbre producteur de logiciel « Microsoft » est partie prenante dans l'affaire. MSX ne signifie-t-il pas d'ailleurs Microsoft Software eXchange.

Nous allons vous présenter sommairement ce standard dans les lignes qui suivent et nous essaierons, ensuite, de voir quel peut en être l'impact dans un monde où faire différent, et surtout incompatible avec le voisin, est presque devenu une religion, mais aussi, dans un monde où la technique évolue très vite.

La machine MSX

Les spécifications MSX vont très loin dans le détail puisque, non contentes d'exiger une compatibilité au niveau du logiciel, elles fixent aussi une partie de l'architecture de la machine. Ainsi, tout micro-ordinateur MSX doit être équipé d'un microprocesseur Z 80 avec une horloge de 3,5795 MHz. Ce micro doit être associé à 32 Ko de ROM contenant le MSX Basic (voir ci-après) et à au moins 8 Ko de RAM pour l'utilisateur. En standard, les extensions jusqu'à 64 Ko de RAM sont autorisées, mais ne tombez pas dans le piège consistant à croire que toute machine MSX contient 64 Ko de RAM : tout ce que garantit le signe MSX, c'est 8 Ko minimum.

Les images doivent être générées par un processeur vidéo « Texas Instruments » type 9918 ou 9928 ou équivalent. Ce circuit doit être associé à une RAM vidéo servant exclusivement à cette fonction baptisée la VRAM (vidéo RAM), dont la taille doit être de 16 Ko. Cette RAM ne vient en aucun cas empiéter sur l'espace RAM utilisateur comme c'est le cas dans d'autres systèmes non MSX.

Les sons doivent être générés par un circuit spécialisé AY 3 8910 de « General Instruments » ou équivalent. Ce circuit (utilisé déjà dans d'autres micro-ordinateurs) possède trois voies de sortie indépendantes, capables de travailler sur 8 octaves, d'un générateur d'enveloppes et d'un générateur de bruit. Le son est reproduit par le haut-parleur du moniteur ou du récepteur TV utilisé.

L'affichage écran comporte 24 lignes de 32 ou 40 caractères et peut être étendu de manière standardisée à 80 caractères. En mode graphique la résolution est de 256 points sur 192 avec 16 couleurs.

Le clavier est un modèle Qwerty ou Azerty (mais cela n'a rien d'obligatoire) et dispose, sur les versions françaises de ces machines, des minuscules accentuées. Un certain nombre de graphiques prédéterminés sont également accessibles à partir du clavier.

La sauvegarde et le chargement des programmes font appel, sur les machines de base, à un magnétophone à cassettes qui peut travailler à 1 200 bauds (120 caractères/seconde) ou à 2 400 bauds (240 caractères/seconde). La technique utilisée est le FSK (Frequency Shift Keying), c'est-à-dire la représentation des informations binaires 1 et 0 par deux fréquences BF différentes ; seule méthode offrant un fonctionnement à peu près exempt d'erreur à 1 200 bauds avec des cassettes ordinaires.

Outre ces fonctions « de base », les machines MSX doivent disposer d'un certain nombre de connecteurs d'extensions :

– Un connecteur pour des cartouches de programmes qui sont, en fait, des mémoires mortes ROM, présentées dans un boîtier en plastique muni d'un connecteur protégé.
– Un connecteur de bus sur lequel sortent un certain nombre de signaux du bus interne de la machine et qui permet donc de connecter des extensions.
– Une interface imprimante aux normes Centronics (ou parallèle 8 bits si vous préférez cette appellation). Cette interface n'est pas obligatoire sur les machines MSX les plus simples.
– Au moins un connecteur pour manettes de jeux style « Atari » ou équivalent.

Parmi les extensions normalisées, nous avons déjà cité la possibilité d'augmenter le nombre de caractères de l'affichage à 80 colonnes mais on peut ajouter : une possibilité d'horloge temps réel avec batterie de sauvegarde, une interface lecteur de disquettes, des extensions mémoire (pour les machines ne disposant pas des 64 Ko RAM d'origine), ainsi que toutes les extensions propres à chaque fabricant.

Le logiciel

Si le matériel est si bien spécifié, vous devez vous douter qu'il en est de même pour le logiciel. C'est le cas, puisque le Basic MSX doit respecter un cahier des charges très précis permettant d'assurer une compatibilité totale (théoriquement) entre programmes prévus pour les diverses machines MSX. Ce Basic est très complet et est un sur-ensemble du standard de fait imposé par Microsoft. Contrairement à certains de nos confrères, nous ne qualifierons pas cette standardisation du Basic de « révolution » ou de « géniale » : en effet, rappelons qu'un langage de programmation, le Basic dans ce cas, doit répondre à des critères très précis. L'avènement de la micro-informatique domestique a vu fleurir des « Basic » qui n'ont plus de Basic que le nom, car leurs promoteurs ont pris des libertés avec les définitions initiales. De plus, le Basic étant un langage ancien, de nombreux fabricants lui ont ajouté des instructions pour exploiter les possibilités graphiques ou sonores de leurs machines, ce qui a vite conduit aux incompatibilités que l'on sait. Le Basic MSX n'est qu'une proposition de normalisation de ces extensions, créant ainsi un « nouveau » Basic ; c'est très bien mais cela n'a rien de génial.

Ce Basic MSX comporte donc toutes les instructions normalisées du langage Basic initial auxquelles ont été ajoutées des instructions propres aux micro-ordinateurs domestiques. A titre d'exemple, on peut citer les instructions DRAW et LINE qui permettent de tracer des vecteurs et des figures géométriques polygonales ; CIRCLE qui sait faire des cercles, des portions de cercles et même des ellipses ; PAINT qui permet de colorier une figure fermée, SPRITE qui vous permet de définir des « sprites » ou « lutins », c'est-à-dire des graphiques ou caractères qui vous sont propres ; SOUND et PLAY qui permettent d'utiliser le synthétiseur sonore performant dont est muni l'appareil ; LOCATE et POS qui permettent de positionner le curseur et de savoir où il se trouve ; BSAVE et BLOAD qui permettent des sauvegardes et des chargements mémoire en binaire ; MERGE qui permet d'ajouter un programme en mémoire derrière un autre ; KEY, qui permet de redéfinir les touches de fonctions, etc.

On le voit à cette énumération volontairement succincte, les possibilités offertes par le Basic MSX sont très étendues. Signalons aussi que, afin de ne pas accroître de façon trop importante le nombre d'instructions, certaines d'entre elles constituent presque des sous-programmes à elles toutes seules et doivent être suivies d'une profusion de paramètres agissant sur divers éléments de l'appareil. Ainsi, par exemple, SCREEN sélectionne le format d'affichage mais aussi : l'écho sonore lors de la frappe au clavier, la vitesse de sauvegarde sur les cassettes et le type d'imprimante utilisé. Inutile de vous dire que les instructions de ce type réclament une période d'apprentissage non négligeable.

Les micros MSX

Compte tenu du fait que les initiateurs de cette norme ont été les Japonnais, ce sont bien sûr les fabricants de ce pays qui proposent les premières machines MSX. Au moment où ces lignes sont écrites (fin 1984), quatre machines sont réellement disponibles en France : le PHC 28 de Sanyo, le YS 503 F de Yamaha dont un banc d'essai vous est proposé par ailleurs dans ce numéro, le DPC 64 de Yeno et le V 20 de Canon. Cette gamme ne devrait cependant pas tarder à s'élargir car, comme vous pouvez le constater à la lecture du tableau 1, de très nombreux fabricants ont acquis la licence pour la production de machines MSX. Remarquez la présence de société jusque-là absentes du marché micro-informatique grand public telles que JVC, Hitachi et Pioneer. D'après des prévisions très sérieuses établies par des spécialistes des ventes en matière de micro-informatique domestique, le marché MSX français est estimé pour 1985 à 160 000 machines environ.

Des machines toutes identiques ?

Du fait de la précision des spécifications MSX, il est évident que les différences entre les diverses machines ne vont pas être nombreuses et seront essentiellement d'ordre esthétique et commercial. La qualité des claviers, des connecteurs, l'intégration ou non de l'alimentation dans le boîtier, le rapport qualité/prix deviendront ainsi des éléments de choix plus importants qu'à l'ordinaire pour départager les divers produits MSX. En contrepartie, l'acheteur potentiel saura plus exactement ce que contiennent les micro-ordinateurs proposés, ce qui n'est pas toujours le cas avec certains appareils actuels.

Des différences pourront, bien sûr, apparaître au niveau des extensions mais, si la compatibilité totale annoncée est bien réelle, rien n'empêchera de connecter des lecteurs de disquettes Sanyo sur un micro Yamaha. Nous ne comprenons pas, dans ces conditions, pourquoi certains constructeurs de micro-ordinateurs MSX annoncent des extensions qui leur sont propres et qui ne sont pas compatibles avec les autres appareils MSX ? C'est le cas du synthétiseur FM Yamaha, de l'adaptateur d'incrustation JVC, de l'interface robotique de Mitsubishi, de la « tablette » (?) de Pioneer.

Pays	*Société*
JAPON	*Aster International* *Canon* *Fujitsu* *General (Teleton)* *Hitachi* *JVC* *Kyocera (Yashica)* *Matsushita (Panasonic)* *Mitsubishi* *NEC* *Nippon Gakki (Yamaha)* *Pioneer* *Sanyo* *Sony* *Toshiba*
USA	*Spectravideo*
EUROPE	*Philips*
COREE	*Daewoo Electronics* *Goldstar*

TABLEAU 1. – Liste des constructeurs de micro-ordinateurs grand public ayant acquis la licence MSX.

Notre avis

Une standardisation est toujours une bonne chose, dans quelque domaine que ce soit, pourvu qu'elle soit réelle. Qui ne connait les « célèbres » liaisons série RS 232, pourtant parfaitement normalisées, et qui ne fonctionnent que rarement du premier coup car il manque toujours un signal ? Les spécifications de ces liaisons ne sont pas en cause mais elles sont interprétées très librement par certains fabricants. Souhaitons donc qu'il n'en soit pas de même pour le MSX.

Cela étant dit, nous trouvons ce standard un peu terre à terre en ce début 1985 : en effet, le matériel est spécifié de façon tellement rigide qu'il est impossible d'innover vraiment et que, comme nous le disions ci-avant, nous aurons des ordinateurs ne diffé-

rant que par la « carrosserie » et le prix. Il aurait été beaucoup plus astucieux de spécifier une couche de logiciel de très bas niveau représentant les interfaces entre l'interpréteur Basic (ou les autres programmes disponibles) et le matériel de chaque machine, laissant à chaque constructeur le soin de réaliser ce dernier. On peut en effet se demander à quoi vont ressembler ces spécifications matérielles allant jusqu'à préciser les types de circuits d'interface à utiliser lorsque, dans un an ou deux, des circuits nettement plus performants auront vu le jour. De plus, imposer le Z 80 qui est un « vieux » microprocesseur 8 bits à l'architecture interne archaïque nous semble une aberration, même s'il est, pour l'instant, le plus utilisé en ce début 1985. Lorsque l'on fait une spécification à laquelle on veut assurer quelques années d'existence, il faut penser à l'avenir !

Que dire aussi d'un espace mémoire aussi ridicule que celui proposé alors que les RAM 256 K-bits commencent à envahir le marché ?

Que dire enfin de cette visualisation ridicule de 24 lignes de 32 ou 40 caractères alors que tous les contrôleurs d'écran récents savent faire facilement du 80 caractères par ligne, seule valeur acceptable pour du traitement de texte et une utilisation sérieuse d'un micro-ordinateur. Que l'on ne vienne pas nous dire que c'est à cause de la résolution des écrans TV couleur car il suffisait alors de proposer le choix, par logiciel, entre 64 et 80 caractères comme l'a fait Sinclair sur son QL dès février 1984.

Conclusion

Nous ne sommes pas très satisfait par cette norme. L'idée est bonne et louable, mais la concrétisation qui en a été faite nous semble beaucoup trop restrictive et nous semble être le fait de personnes ne visant que le futur immédiat (si tant est que l'on puisse parler de futur vu les choix matériels adoptés). Nous sommes surpris que des sociétés comme Microsoft n'aient pas fait preuve de plus d'innovation en la matière en spécifiant plus finement du logiciel d'interface plutôt que du matériel.

Du point de vue de l'utilisateur, cette norme permettra tout de même, si elle a le succès escompté, de réaliser très facilement des échanges de logiciels. Elle permettra aussi de puiser dans les bibliothèques de logiciel de tous les constructeurs de machines MSX, mais rien ne permet d'affirmer aujourd'hui que tous les fabricants de machines feront aussi des logiciels, justement en raison de la compatibilité annoncée.

Enfin, si vous aimez la nouveauté en micro-informatique, nous ne pouvons nous empêcher de vous rappeler cette citation célèbre : « l'ennui naquit un jour de l'uniformité »...

C. TAVERNIER

AUTO	ON ERROR GOTO	INPUT$(X)	COLOR	Tn	WAIT
CONT	ON	INSTR(I,)X$, Y$)	PUT SPRITE	Vn	INP
DELETE	ON	INT(X)	CIRCLE	Mn	AUTO
LIST	POKE	LEFT$(X$,I)	DRAW	Sn	CONT
LLIST	PRINT	FLEFT$(X$,I)	LINE	OPEN	DELETE
NEW	PRINT USING	LEN(X$)	PAINT	PRINT	LIST
RENUM	READ	LOG(X)	PSET	INPUT (file n,o)	MAX FILES
RUN	REM	LPOS(X)	PRESET	LINE INPUT	LPRINT
TRON/TROFF	RESTORE	MID$(X$,I(J)	KEY	INPUTS	LPRINT USING
CLEAR	RESUME	OCT$(n)	KEY LIST	CLOSE	
DATA	RESUMEO	PEEK(I)	KEY ON/OFF	SAVE	
DIM	RESUME NEXT	POS(I)	ON KEY GOSUB	LOAD	
DEFINT	RESUME (line number)	RIGHT$(X$,I)	KEY (function key)	MERGE	
DEFSNG	STOP	RND(X)	ON/OFF STOP	BSAVE	
DEFDBL	SWAP	SGN(X)	ON STRIG GOSUB	BLOAD	
DEFSTR	ABS(X)	SIN(X)	STRIG	BSAVE	
DEF FN	ASC(X$)	SPACE$(X)	ON STOP GOSUB	CLOAD	
DEFUSR	ATN(X)	SPC(I)	STOPE ON/OFF/STOP	CLOAD ?	
ERASE	BIN$(n)	SQR(X)	ON SPRITE GOSUB	CALL	
END	CDBL(X)	STR$(X)	(line number)	POINT	
ERROR	CHR$(I)	STRING$(I,J)	SPRITE ON/OFF/STOP	VPEEK	
FOR	CINT(X)	STRING$(I,X$)	ON INTERVAL	STICK	
NEXT	COS(X)	TAB(I)	INTERVAL ON/OFF/STOP	STRING	
GOSUB	CSNG(X)	TAN(X)	VPOKE	PDL	
RETURN	CSRLIN	USR(digit) (X)	BEEP	PAD	
GOTO	ERL/ERR	VAL(X$)	MOTOR	PLAY	
IF THEN	EXP(X)	VARPTR (variable name)	SOUND	EOF	
IF GOTO	FIX(X)	VARPTR (file number)	PLAY	TIME	
INPUT	FRE(O)	SCREEN	On	SPRITE$	
LINE INPUT	FRE(" ")	WIDTH	Nn	VDP	
LET	HEX$(X)	CLS	Ln	BASE	
MID$	INKEY$	LOCATE	Rn	OUT	

TABLEAU 2. – Liste complète des instructions du Basic MSX.

LE MAGNETOSCOPE HIFI



Après avoir pendant quelques mois opté pour le standard V 2000, la société Bang et Olufsen a, dans un second temps, choisi le VHS. Le premier modèle qu'elle propose à ces normes est un magnétoscope VHS-HiFi. Cette nouvelle génération d'appareils permet, en plus des possibilités habituelles des magnétoscopes, d'enregistrer et de reproduire, en stéréophonie et avec une qualité répondant aux normes HiFi, le son qui accompagne l'image. En outre, comme on peut lire indépendamment l'une ou l'autre des pistes, on pourra exploiter des cassettes bilingues dès que celles-ci seront commercialisées. Enfin, les hautes qualités audio de ces magnétoscopes les destinent à l'enregistrement sur cassettes « vidéo » des disques, et tout particulièrement des disques compacts. Bref, ces appareils constituent le premier maillon des futures chaînes audio-vidéo.

Bien que construit au Japon, le VHS 90 bénéficie du design B et O. La façade est divisée, horizontalement, en trois parties superposées : la première, argentée (on devrait dire aluminisée, puisqu'il s'agit d'aluminium brossé), la seconde est en matière plastique fumée noire, et la troisième, la base, de couleur noire granitée. Une sérigraphie orange indique, en anglais, les fonctions des touches et sélecteurs. L'afficheur fluorescent a conservé sa traditionnelle couleur bleue, nous l'aurions préféré orange, couleur que l'on peut très bien obtenir par ce procédé.

Le bandeau en aluminium s'ouvre pour donner accès à une ligne impressionnante de petites touches, presque toutes pareilles, ce qui ne facilite pas leur repérage. Nous ne trouvons pas ici le traditionnel clavier de défilement mais des touches de fonctions réparties de part et d'autre de la façade, ce qui modifie un peu nos habitudes. Heureusement, les propriétaires d'un téléviseur B et O pourront, avec une seule télécommande à infrarouge, commander les deux appareils.

BRANCHEMENTS

Face arrière, on trouve, d'un côté, une prise pour l'entrée « ANTENNE », de l'autre, une sortie « RF » ; en bas, une prise « SCART ». Cette dernière permet l'entrée et la sortie des signaux audio et vidéo et assure la commutation du téléviseur pendant la lecture. De plus, deux paires de prises RCA ont été prévues, l'une pour l'entrée du signal audio, l'autre



BANG ET OLUFSEN VHS 90

pour sa sortie.
Tout en bas de la façade se cache un commutateur chargé d'assurer la commutation de la prise SCART, (repérage A/V), des prises externes (les prises audio avec la vidéo du tuner interne), et du tuner interne (cette fois avec son et vidéo, pour l'enregistrement normal).
Pour régler le téléviseur sur le canal du magnétoscope, la mire incorporée au VHS 90 sera bien utile, sa mise en service est assurée par un commutateur situé sur le côté droit de l'appareil et, juste à côté, se trouve la vis de réglage du canal que l'on ajustera à l'aide d'un tournevis.

MANIPULATIONS

L'enregistrement est commandé par une seule touche située sous le bandeau mentionné plus haut, elle est, par conséquent, protégée des manipulations maladroites, et c'est la seule sécurité qui existe avec, toujours, l'habituelle encoche de la cassette.
Cette commande d'enregistrement joue aussi bien pour l'audio que pour la vidéo, le passage d'une fonction à l'autre s'effectue grâce à un sélecteur à deux positions : d'un côté « VTR » pour la vidéo, de l'autre « ATR » pour l'audio. Lorsque la trappe est refermée, un voyant signale le mode de fonctionnement choisi.
Le réducteur de bruit ne sert que pour un enregistrement qui n'est pas HiFi. En lecture, on devra s'assurer que l'appareil est bien en position « audio » ou « vidéo » suivant le cas, et « HiFi » ou « normale ». Ces deux commutations ne sont pas réalisées automatiquement sur cet appareil, plus précisément il existe bien une commutation automatique mais elle n'entrera en service qu'en présence d'un signal HiFi de bonne qualité, des « drops out » risquent d'entraîner un passage en lecture normale.
L'enregistrement peut avoir lieu en mode automatique grâce à la minuterie intégrée. Elle permet de programmer cinq émissions quotidiennes ou sur plusieurs jours, deux semaines à l'avance, et une émission hebdomadaire. Le constructeur a fait un gros effort pour la conservation de la programmation en cas de coupure secteur : 15 minutes de garde ! La panne sera signalée par l'affichage des lettres PF. Il faudra alors remettre l'horloge à l'heure bien qu'un circuit interne assure son fonctionnement pendant la coupure, mais sans doute avec une précision insuffisante. Un détail à noter : la récupération de l'énergie consommée pendant la panne se fait rapidement, on utilise pour cela un condensateur de 0,22 farads, cette très forte capacité ne demande pas de conversion électrochimique, toujours lente comme c'est le cas pour un accumulateur. Un bon point pour ce constructeur ! Souhaitons tout de même aux heureux possesseurs de magnétoscopes de ce type qu'il n'y ait pas trop de longues grèves d'électricité. Une protection d'une journée aurait été souhaitable mais n'en demandons pas trop.
La programmation se fait simplement et de façon logique, on devra seulement apprendre les noms anglais des jours de la semaine, pas de problème pour les heures, l'indication du numéro du canal clignote tant que l'on n'a pas confirmé un numéro. L'avance ou le recul des chiffres se fait soit pas à pas, soit par une pression continue, l'heure de début d'émission s'affiche lors de la programmation de l'heure de fin ; c'est pratique, rapide et ça limite les risques d'erreurs. Pas d'interrupteur spécial pour commander la fonction « enregistrement automatique » : dès que la touche « arrêt secteur » déclenche la coupure de l'alimentation, l'appareil passe sur automatique, un souci de moins pour l'utilisateur ; rien cependant n'indique la présence d'une cassette à l'intérieur du magnétoscope. On retrouvera aussi ce souci de simplifier le travail de l'utilisateur avec le compteur qui dispose d'une mémoire permanente pour l'arrêt au zéro.

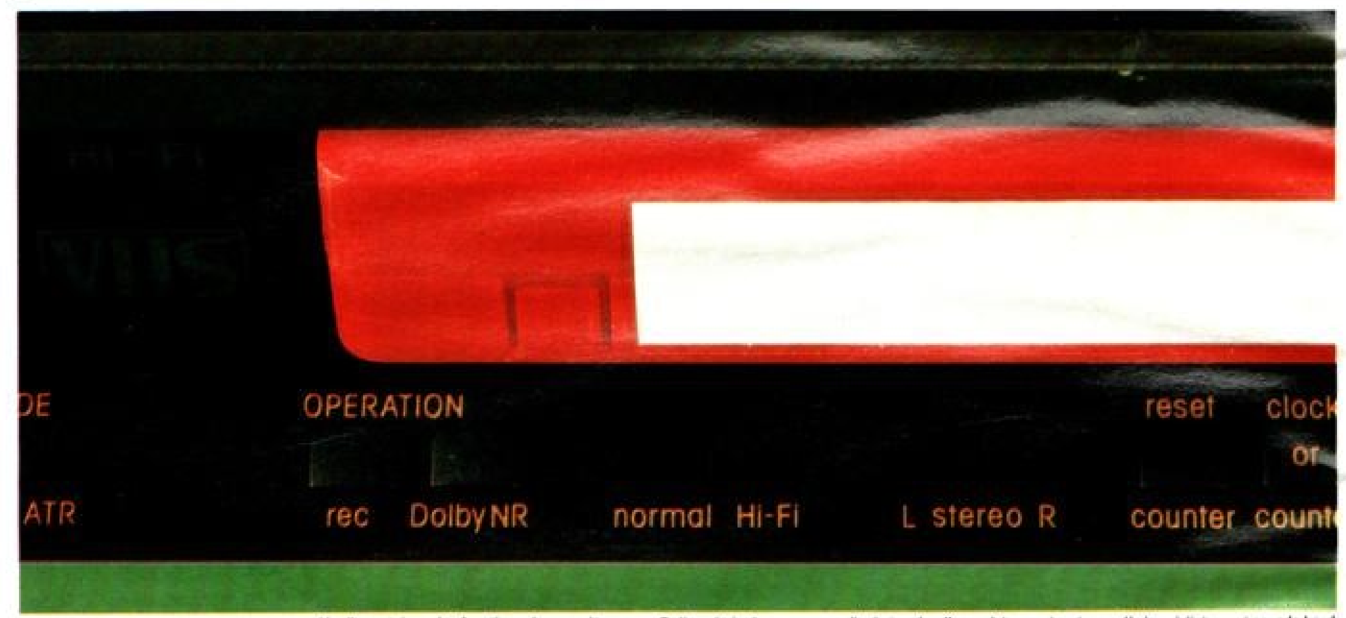
Nous vous avons maintenant décrit l'essentiel des possibilités du VHS 90 et vous saurez tout de lui lorsque nous vous aurons dit qu'il possède l'arrêt sur image, que l'on peut rechercher une séquence pour une lecture rapide avant ou arrière. Détail important, lorsque l'appareil fonctionne en automatique aucun voyant ne signale que la bande défile.

L'AUDIO

C'est là où nous attendions le VHS 90 puisqu'il s'agit d'un magnétoscope stéréophonique capable de travailler en mode normal ou en HiFi. En mode normal, ou analogique, on enregistre le signal sur deux pistes parallèles et continues. L'enregistrement des deux pistes se fait simultanément, impossible de travailler en enregistrement monopiste, par exemple pour modifier une cassette enregistrée à partir d'une caméra.
Par contre, au moment de la lecture, on pourra choisir soit le canal gauche, soit le canal droit, ou les deux à la fois, qu'il s'agisse d'un enregistrement vidéo avec son analogique HiFi ou non, ou de l'audio seul, là encore, analogique HiFi ou non. Cette sélection de piste, à la lecture uniquement, précisons-le, permettra de lire des cassettes enregistrées en deux langues. On bénéficiera, pour l'enregistrement analogique, d'un réducteur de bruit Dolby commutable.
En « HiFi », ce réducteur n'est pas nécessaire ou, plus exactement, il est en service en permanence, sous la forme d'un compresseur/expanseur.
En enregistrement « HiFi », le son est enregistré dans les deux modes, même si on a choisi le mode « HiFi », ce qui permettra ainsi de lire toute cassette sur un magnétoscope VHS normal. Lorsque la cassette est enregistrée en mode « HiFi », un voyant s'allume à la lecture sauf en position « lecture normale ». On aura donc intérêt à laisser le commutateur en position « HiFi ».
Cette commutation automatique est valable en mode « Vidéo » et « Audio ». En « Audio », on bénéficie de la demi-vitesse. Cette demi-vitesse a l'énorme intérêt de doubler la durée d'un enregistrement audio qui, avec une cassette E 240, atteindra 8 heures !
Avis aux amateurs d'opéras.
Compte tenu du prix actuel des cassettes vidéo, l'heure d'enregistrement audio devient nettement moins chère qu'avec une cassette audio normale. En outre, il n'y a pas de problème de sélection du type de cassette : le mode d'enregistrement audio choisi, la modulation de fréquence s'affranchit du type de bande.
Utilisé à la fois en « audio » et en « vidéo », le VHS 90 demande à l'utilisateur une certaine expérience. Pour passer de l'audio à la vidéo, on devra sélectionner ses entrées, par exemple pour enrichir un enregistrement vidéo d'un son stéréophonique pris sur un tuner à modulation de fréquence par exemple, lors d'une transmission en « simulcast » (son mono, en France, à la télévision, son stéréo sur le tuner FM). En laissant le commutateur de son sur « HiFi » on bénéficiera de la meilleure qualité possible, même si le son est monophonique.

TECHNIQUE

Nous allons nous concentrer ici sur la section audio, la vidéo est construite suivant des canons classiques avec moteurs à entraînement direct.
La technique de l'enregistrement VHS HiFi consiste à enregistrer un signal audio sur les pistes vidéo, sans gêner le signal vidéo, bien entendu.
L'inventeur du VHS HiFi a proposé la méthode d'enregistrement « en profondeur » qui consiste à commencer par enregistrer sur la bande un signal supportant des in-



Le bandeau d'aluminium, une fois ouvert, dévoile certaines des fonctions du magnétoscope : Dolby, choix des canaux audio, la touche d'enregistrement se trouve là, immédiatement sous le bord gauche de la cassette.



Un petit coin d'afficheur avec le clavier de droite. Au-dessous de cet afficheur, on découvrira le clavier de programmation et le potentiomètre de réglage de niveau.

LE MAGNETOSCOPE HIFI BANG ET OLUFSEN VHS 90

formations audio.
Ce signal est composé de deux porteuses, une à 1,4 MHz, l'autre à 1,8 MHz. Toutes deux sont modulées en fréquence. L'une par le canal droit, l'autre par le canal gauche. Ce signal, de fréquence relativement basse, va être enregistré à une certaine profondeur, par une tête spécialement conçue dans ce but. Une fois les pistes son enregistrées, on fait passer, sur la trace de ces pistes, les têtes vidéo. Ces dernières vont effacer l'information audio, inscrite en surface, pour la remplacer par une information vidéo.

Après le passage de la tête vidéo, on se trouve avec deux pistes superposées dans l'épaisseur de la couche magnétique. Superposer deux signaux à l'enregistrement, c'est relativement facile, il va maintenant falloir les lire en évitant les interférences entre l'audio et la vidéo. Pour ce faire, on utilise une fois de plus l'azimutage des têtes. Nous avons déjà un azimutage opposé pour les têtes vidéo respectivement orientées à + 6° et à – 6°. Pour les têtes audio, nous retrouvons ce même principe, non seulement pour que chaque tête lise le signal qui lui est destiné, mais aussi pour éviter que les têtes vidéo lisent le signal audio, et inversement. Ici, l'écart par rapport à un azimut normal est de ± 30°, cet azimut est obtenu au moment de la fabrication des têtes. Nous aurons ainsi un écart de 60° entre les têtes audio et de 24° ou 36° avec les têtes vidéo, ces dernières auront donc bien du mal à capter les deux sous-porteuses MF.

La figure 1, qui a déjà été publiée dans notre revue (n° 1697), représente la configuration des têtes et de la bande magnétique. Les têtes sont, bien entendu, montées sur un tambour vidéo.

La figure 2 montre l'emplacement des spectres vidéo et audio, à l'intersection de la chrominance et de la luminance, juste à l'endroit où les risques de perturbation sont les plus réduits.

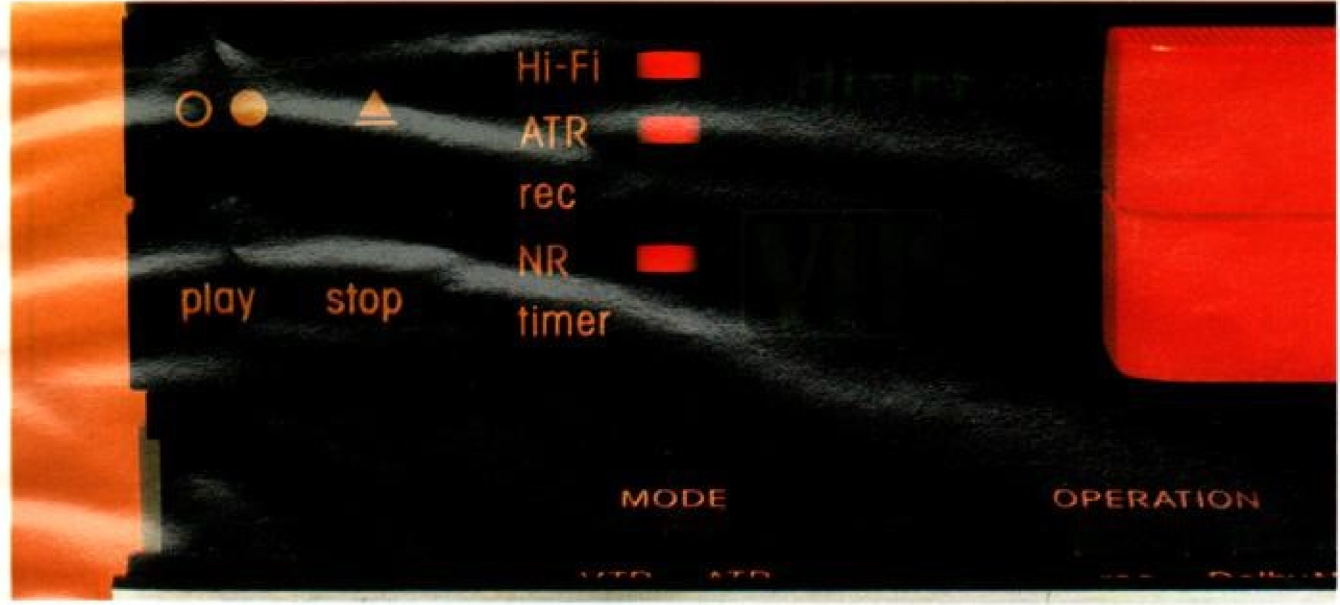
La figure 3 montre le synoptique du système de traitement du signal audio dans les deux modes « normal » et « HiFi ».

Tout commence par un sélecteur d'entrée qui reçoit trois modulations :

– celle du tuner interne (modulation stéréophonique dans les modèles PAL, mono pour le Secam...) ;
– celle de la prise péritélévision ;
– et celle des prises d'entrée RCA.

Le signal peut maintenant prendre deux directions : soit traverser un système de réglage automatique de niveau (ALC), soit un potentiomètre permettant de doser manuellemnt son niveau d'enregistrement.

Le signal audio arrive dans un compresseur, puis traverse un circuit de préaccentuation et un écrêteur. Le compresseur commence un traitement de réduction de bruit, tandis que le circuit de préaccentuation remonte le niveau de l'aigu qui sera ensuite abaissé après la démodulation, afin de réduire encore le bruit de fond. Ce procédé est classique en modulation de fréquence. Puis le son passe dans un modulateur en fréquence et traverse un filtre passe-bande centré sur 1,4 MHz. Un potentiomètre ajuste le niveau d'enregistrement du signal qui arrive dans un mélangeur où on lui



Juste à côté du clavier, une série de diodes signale le mode de travail du magnétoscope.


Prise péritélévision et RCA ou comment entrer dans le VHS 90.

ajoute le signal venant de la voie droite, voie dont la porteuse est centrée sur 1,8 MHz. Un amplificateur attaque les têtes d'enregistrement/lecture. Si à l'enregistrement on n'a pas besoin de commutation des têtes, par contre il en faudra une, à la lecture, pour assurer le passage en douceur de la piste de la tête 1 à celle de la tête 2. Un double monostable reçoit les impulsions à 25 Hz provenant du détecteur de position du tambour vidéo. Chaque constante de temps de monostable peut être réglée indépendamment, afin d'assurer le meilleur transfert possible de l'information audio modulée en fréquence. Une mauvaise commutation entraînera un « drop out » préjudiciable aux performances audio et qui risquera d'entraîner un passage en lecture analogique.

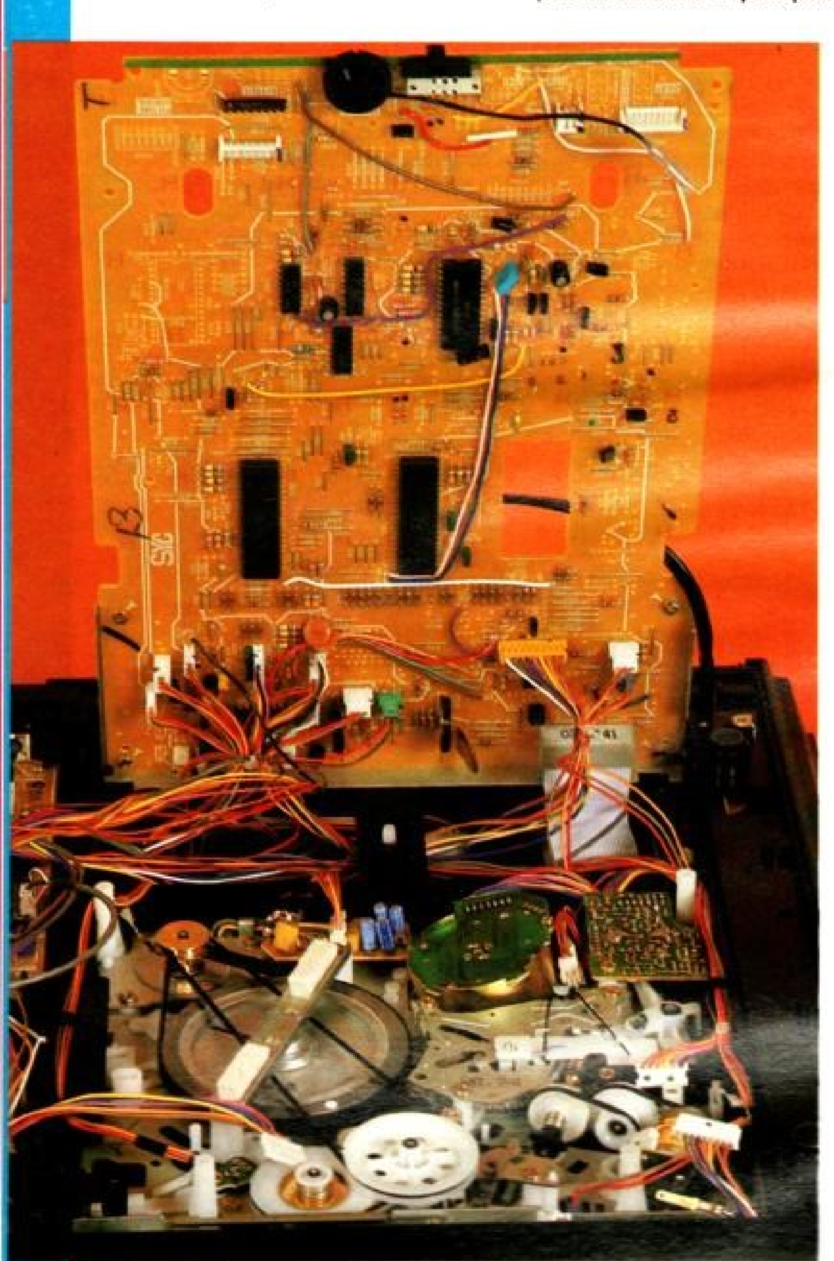
Les sorties des deux préamplificateurs de lecture sont commutées, nous avons, derrière, un circuit avec commande automatique de gain. Le signal est maintenant divisé par deux filtres, le premier centré sur 1,4 MHz, pour le canal de gauche, et l'autre sur 1,8 MHz, pour le canal de droite. Les filtres utilisés à la lecture sont, pour des raisons d'économie et de place, les mêmes que ceux utilisés à l'enregistrement, on assure le passage du signal par des diodes polarisées différemment en enregistrement ou en lecture.

Derrière le filtre, le signal réintègre le circuit hybride où il avait été comprimé, ce circuit dispose d'un limiteur suivi du démodulateur en fréquence. Son signal est également contrôlé par un détecteur de « drop out » qui déclenchera la lecture normale (commutateur « normal/HiFi ». Derrière le démodulateur, le signal traverse un correcteur de lecture, un potentiomètre permet de régler son niveau de sortie, un circuit de maintien réagit en cas de « drop out » de faible durée. Le signal est alors désaccentué puis il traverse un expanseur qui rétablit la dynamique d'origine. L'expansion est inverse de la compression opérée pendant l'enregistrement.

Le sélecteur de sortie permet de disposer des signaux de la voie gauche ou de la voie droite ou des deux à la fois, un mélange mono part vers le modulateur RF qui délivre donc un signal monophonique. La présence d'un codeur stéréophonique aurait compliqué le montage. C'est à cet endroit que se trouve le contrôle du niveau d'enregistrement, ou de lecture, par diodes électroluminescentes. Un seul indicateur est utilisé pour les deux canaux.

La voie d'enregistrement audio « normale » est nettement plus simple, on reconnaîtra ici un réducteur de bruit Dolby, il est utilisé tantôt à l'enregistrement, tantôt à la lecture. Deux potentiomètres règlent d'une part, le niveau d'enregistrement et, d'autre part, celui de lecture. Voilà, vous savez tout de l'enregistrement en modulation de fréquence à la mode VHS.

Bang et Olufsen apporte ici un élément supplémentaire en prévoyant la demi-vitesse pour l'enregistrement audio, la stabilité de fréquence des porteuses est uniquement liée à celle de rotation du tambour vidéo, le fait d'enregistrer


Le magnétoscope ouvert, un accès facile aux composants électroniques et mécaniques.

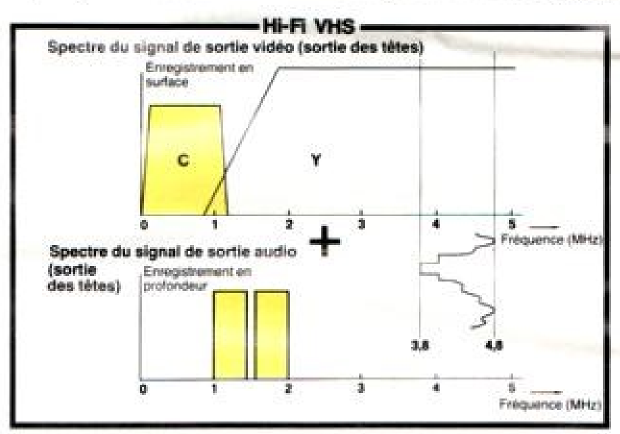


Fig. 1

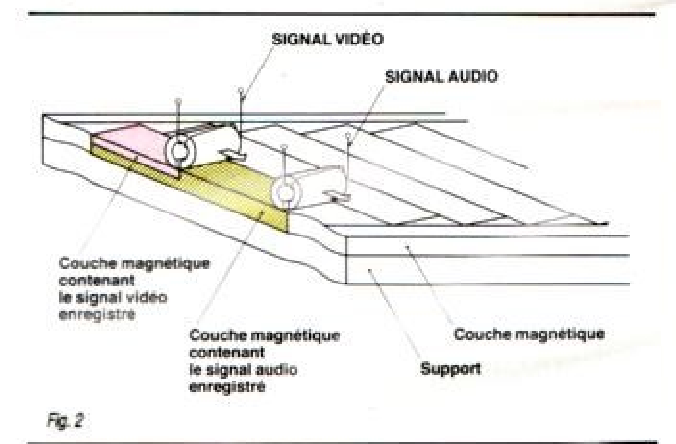


Fig. 2

LE MAGNETOSCOPE HIFI BANG ET OLUFSEN VHS 90

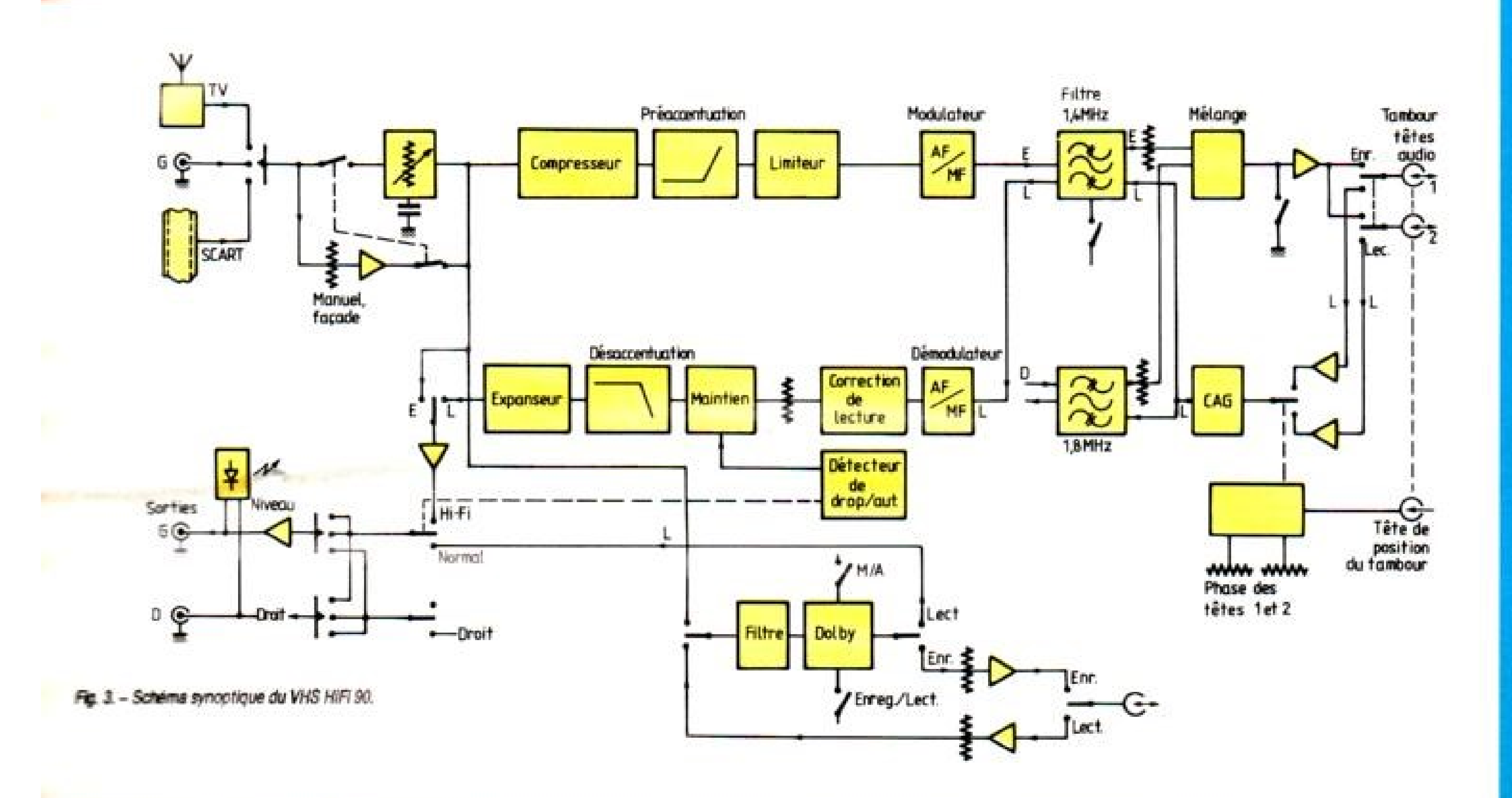
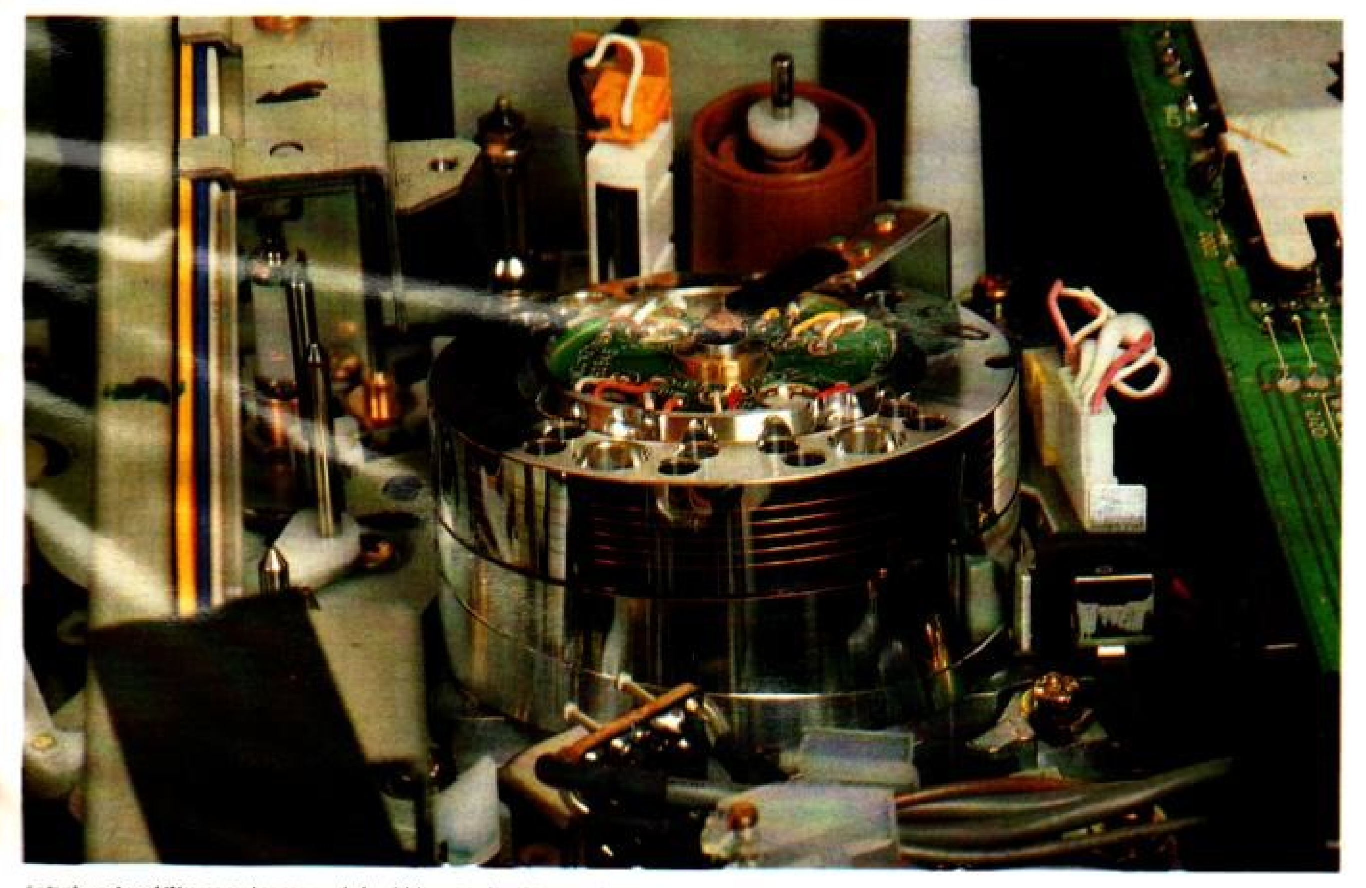


Fig. 3. – Schéma synoptique du VHS HiFi 90.



Le tambour et ses 4 têtes, on peut en apercevoir deux ici, les autres étant bien entendu cachées par le tambour.

à demi-vitesse ne fait que resserrer les pistes, le travail en modulation de fréquence demandera simplement une limitation d'amplitude un peu plus serrée qu'à la vitesse normale. On aura tout de même intérêt à utiliser des bandes de bonne qualité afin d'éviter les « drop out » ; en demi-vitesse, un « drop out » dure deux fois plus de temps qu'à la vitesse standard.

MESURES AUDIO

Nous avons utilisé ce magnétoscope comme un magnétophone, avec son indicateur de niveau et son réglage de niveau d'entrée. L'indicateur de niveau a été un peu trop simplifié à notre goût, il ressemble à ceux que l'on peut trouver sur les magnétocassettes de bas de gamme avec un seul indicateur au lieu de deux. C'est tout de même pratique de pouvoir vérifier en enregistrement que les deux canaux fonctionnent, on devra pour cela utiliser le commutateur gauche/droite/stéréo.

Il faut envoyer sur l'entrée un signal de – 5 dBm soit 0,4 V. Cette sensibilité peut passer à 150 mV, potentiomètre de niveau d'enregistrement à fond.

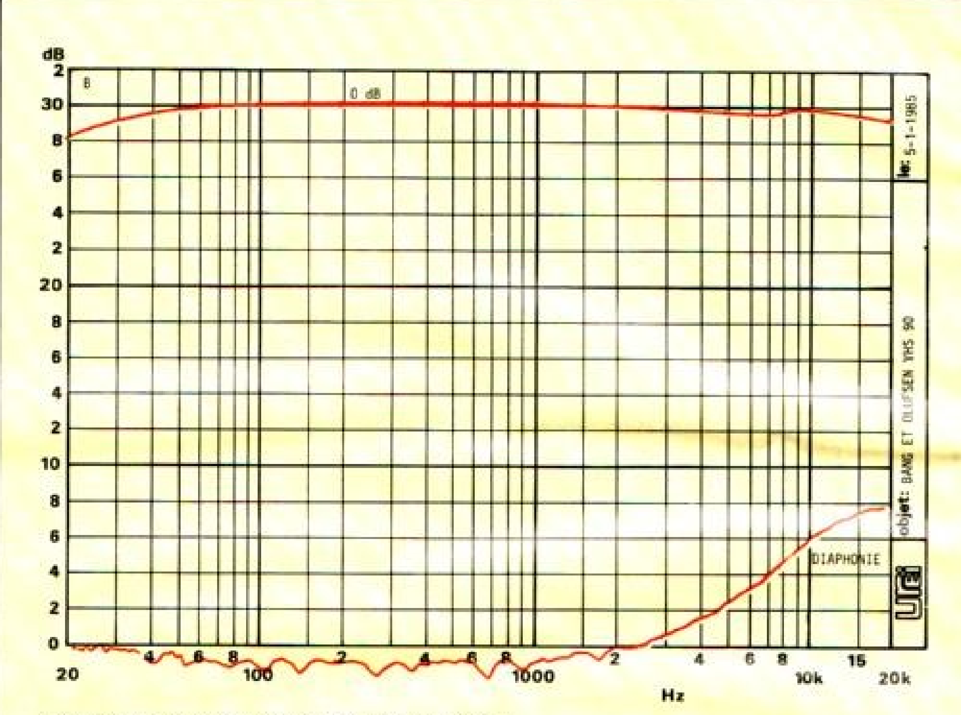
Le niveau de sortie nominal est de – 8 dBm, soit un peu plus de 300 mV. Nous avons mesuré, pour un enregistrement au niveau normal, un taux de distorsion de moins de 0,05 %. Ce niveau que nous baptisons normal ne peut être connu avec une grande précision car les diodes électroluminescentes, situées de part et d'autre du zéro, sont espacées de 5 dB !

L'appareil admet une surmodulation, le taux de distorsion de 3 % est atteint avec une tension de sortie de + 6,5 dBm, soit environ 1,6 V. On aura donc une certaine réserve de modulation qui permettra d'allumer, sans trop de crainte, la diode rouge de l'indicateur de crête.

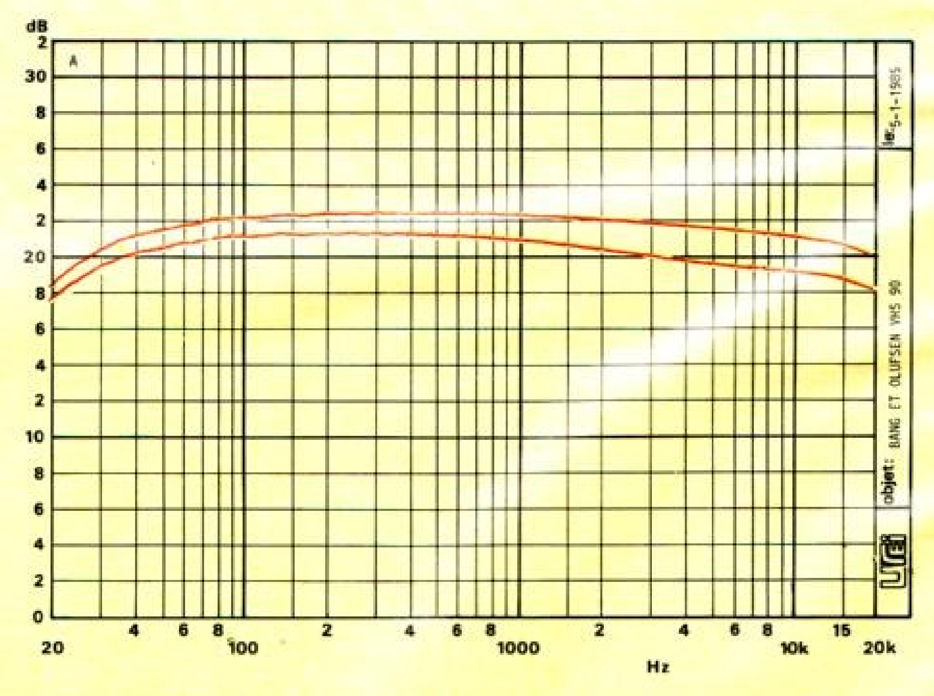
Le niveau maximum de modulation permis à 12,5 kHz est de – 2 dBm, un niveau très élevé, limité à l'enregistrement par la présence du circuit de préaccentuation.

Passons au bruit de fond, performance fort intéressante ici : nous avons mesuré – 78 dBm, tension que l'on comparera à la tension de sortie, nominale ou maximale, suivant la façon dont on veut faire travailler le magnétoscope. Cette valeur est relevée avec pondération ; sans pondération, nous avons une valeur un peu moins bonne : – 73 dBm.

Nous avons effectué les mesures mécaniques habituelles, par exemple le taux de pleurage et de scintillement, il est inférieur à 0,01 %, l'ai-



Courbes de diaphonie du magnétoscope VHS 90 de Bang et Olufsen.



Courbes de réponse en fréquence du magnétoscope VHS 90 en position HiFi.

LE MAGNETOSCOPE HIFI BANG ET OLUFSEN VHS 90

guille du fluctuomètre bougeant très légèrement...
Pour une cassette E 30 (une heure d'enregistrement audio), le temps de bobinage est de 37 secondes, c'est plus rapide que sur un magnétophone à cassette (75 secondes pour une C 60). Le compteur indique 886, soit une valeur comparable à celle d'un appareil à cassette. On notera tout de même ici que la très faible vitesse de défilement, associée aux manœuvres de retrait et de remise en place de la bande, entraine certaines imprécisions de positionnement, sans parler du temps perdu par cette opération.
Nous avons tracé deux courbes de réponse en fréquence audio, on notera ici un léger écart entre les canaux, cette courbe a été relevée 15 dB environ au-dessous de l'allumage du zéro.
Pour la mesure de diaphonie, nous avons tracé une courbe relevée à haut niveau, ce qui explique un léger accident visible aux environs de 5 kHz. On ne se plaindra pas de la diaphonie, c'est excellent ! Côté vidéo l'illustration par deux mires vous permet d'effectuer une comparaison entre celle provenant du tuner du magnétoscope et celle enregistrée. On note évidemment une perte de définition visible au niveau des lignes centrales de la mire, cette perte est toutefois inférieure à celle que l'on a pu noter parfois sur des produits de ce type.
Donc de bonnes performances au niveau de la vidéo. Pas de déformation géométrique à noter non plus.

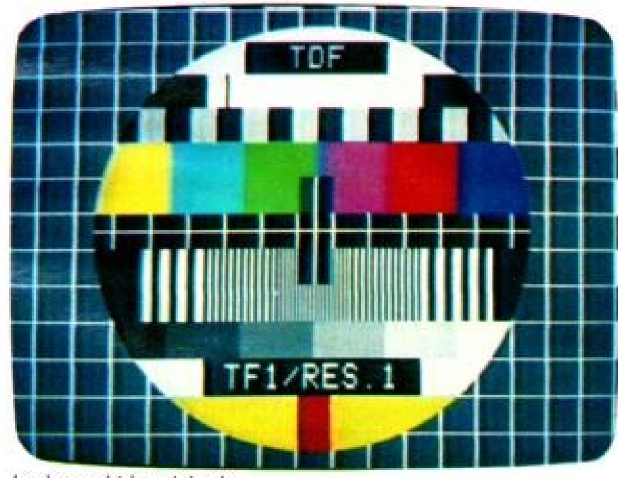
CONCLUSION

Une présentation originale, une construction soignée, un super son HiFi et un standard qui, en quelques années, a conquis la première place sur le marché : avec son VHS 90 Bang et Olufsen fait une brillante rentrée que les Béophiles apprécieront d'autant plus qu'une seule télécommande à infrarouge leur permettra de commander magnétoscope et téléviseur.
Le 90 demandera toutefois à son utilisateur une période d'adaptation, mais aussi une lecture minutieuse du mode d'emploi : Dolby or not Dolby, normal ou HiFi, gauche ou droite ? etc.
Le constructeur a automatisé certaines fonctions pour le plus grand confort de l'utilisateur. Rien de particulier à signaler du côté vidéo où tout fonctionne parfaitement. En audio, nous avons apprécié la très longue durée d'enregistrement et regretté, un peu, la souplesse d'emploi des magnétophones à cassettes.

E. LEMERY



La mire prise sur le tuner.

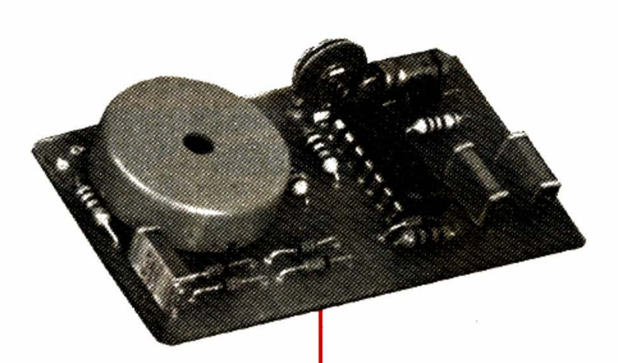


La mire enregistrée sur la bande.

CARACTERISTIQUES

Marque : Bang et Olufsen.
Fonctions : lecteur/enregistreur de cassette vidéo.
Format : VHS (HiFi).
Standard : Secam.
Durée d'enregistrement : 4 heures.
Alimentation : 220 V.
Consommation : 40 W, 10 W en attente.
Tuner : oui.
Nombre de stations : 39.
Bandes VHF L et H, canaux 2-4 et 5-12, UHF 21 à 69.
Norme : L.
Accord : électronique, automatique.
Modulateur : oui.
Canal d'émission : réglable de 30 à 39.
Mire interne : oui.
Prise péritélévision : oui, SCART.
Entrée vidéo : par SCART.
Sortie vidéo : par SCART.
Entrée audio : oui, stéréo.
Prise : RCA et SCART.
Sortie audio : oui.
Prise : SCART et RCA.
Entrée micro : non.
Contrôle son : oui, par prises de sortie.
Commande de niveau audio : auto ou manuelle suivant mode.
Réducteur de bruit : commutable en analogique, en service en HiFi.
Prise caméra : non.
Prise télécommande : récepteur infrarouge intégré.
Clavier : électronique.
Touches : secteur, éjection de cassette, lecture, arrêt, avance et retour rapides, avance image, pause.
Arrêt/image : oui.
Montage électronique : oui.
Accéléré : oui, 4 fois.
Ralenti : non.
Retour automatique en fin de cassette : oui.
Commande à distance : infrarouge, celle du téléviseur ou option.
Compteur : électronique, 4 chiffres.
Mémoire compteur : oui, au zéro, non commutable.
Repérage de bande : non.
Insertion : non.
Enregistrement audio : non.
Détecteur d'humidité : oui.
Programmateur : oui.
Nombre de programmes : 5 + 1.
Nombre de jours : 14
Programmation multiple : oui, quotidienne et hebdo.
Type de réglage : jour, heure +/–, minutes +/–, numéro de canal.
Mémoire horloge : 15 minutes.
Temps de récupération : quelques minutes.
Section Son (HiFi ; Normal) :
Bande passante : 50-20 000 Hz ± 3 dB ; 70-12 000 Hz ± 8 dB
Rapport S/B : > 70 dB ; > 50 dB avec Dolby.
Distorsion : < 0,5 % ; NC.
Séparation des canaux : 55 dB ; NC.
Pleurage et scintillement : < 0,005 % ; < 0,3 %.
Dimensions : 48 × 12 × 37,5 cm.
Poids : 12 kg.
Inscriptions : anglais.
Mode d'emploi : français.
Particularités : fonctionnement en audio HiFi, durée doublée, son vidéo HiFi, chargement frontal motorisé, accord automatique, chargement motorisé, mémoire 15 minutes, 5 programmes, programmation hebdomadaire, réducteur de bruit, récepteur infrarouge intégré, enregistrement du son en stéréo, lecture bilingue, mire interne, arrêt automatique au zéro.

REALISEZ UN DISPOSITIF DE SECURITE POUR VOTRE MINI-PERCEUSE



Commençons donc par l'histoire de ce montage que nous aurions dû réaliser depuis longtemps.

Les mini-perceuses sont équipées d'un interrupteur que l'on doit déclencher avant de commencer le perçage.

Ce n'est pas pratique du tout et nous nous sommes étonnés de ne pas trouver dans la panoplie des accessoires, pourtant bien fournie, d'interrupteur à commande au pied. La commande au pied de la perceuse permet, par exemple, de centrer un foret sur un point du circuit imprimé ; au moment de la commande de l'interrupteur, le perçage commencera sans dérapage de la pointe du foret. Difficile d'effectuer cette même opération en présentant la pointe lorsque le moteur tourne ! Un interrupteur au pied se confectionne très facilement, on peut éventuellement utiliser : un simple bouton de sonnette de porte, un microrupteur, etc. ; nous n'entrerons pas dans le détail, nous vous proposons simplement une aide électronique qui vous évitera peut-être bien des déboires.

FIGURE 1 – Schéma de principe de l'avertisseur sonore.

Vous avez donc une pédale qui commande votre perceuse, son interrupteur peut très bien rester fermé, il doit même le rester.

Voilà le problème : votre pédale se promène sous la table, vous faites un faux mouvement et votre perceuse démarre. N'étant pas maintenue, elle va aller valser Dieu sait où, et le foret installé dans le mandrin va attaquer le circuit imprimé à un mauvais endroit. Tout cela nous l'avons vécu comme certainement beaucoup d'amateurs, de là l'origine de ce qui vous paraîtra peut-être un gadget, mais qui est destiné à vous éviter bien des problèmes...

Le montage est un avertisseur sonore, assez discret pour ne pas être gênant, monté en parallèle sur l'interrupteur : il se mettra en service lorsque l'interrupteur de la pédale sera ouvert et que celui de la perceuse sera fermé. Le schéma de principe est donné sur la figure 1. Il se compose de deux parties : une alimentation et la partie oscillatrice proprement dite.

Cette section paraît complexe, elle fait appel à un quadruple circuit intégré très classique : un CD 4011, quadruple NAND, que tout électronicien amateur possède dans un fond de tiroir...

L'alimentation commence par un filtre RC, R_1 C_1, chargé d'éliminer les signaux transitoires susceptibles d'être produits par l'inductance du moteur : nous avons déjà détruit des circuits intégrés, genre sonnerie de téléphone électronique, alimentés sans cette protection ! Le pont redresseur, suivi par un condensateur de filtrage, permet de brancher le montage dans n'importe quel sens et même plus, de couper une alimentation alternative, la perceuse étant alors équipée du redresseur.

continue, mais cette configuration ne nous a pas plu. En effet, le son continu n'a absolument aucun attrait pour l'oreille, il est même lassant, et comme, dans certaines circonstances, la perceuse doit conserver son interrupteur en position fermée (par exemple en scie sauteuse ou pour la machine à graver mécaniquement les circuits imprimés (*Le Haut-Parleur* n° 1682 de juillet 1982), le son continu devient vite insupportable.

Nous avons donc introduit un oscillateur à très basse fréquence qui délivrera une information rectangulaire que l'on dérivera afin d'en tirer une impulsion qui commandera l'oscillation audio.

PHOTO A – Le circuit imprimé vu côté composants.

Le filtrage autorise un fonctionnement sur courant redressé mais non filtré, cas des alimentations normalement prévues pour les mini-perceuses.

La diode Zener limite la tension appliquée à l'oscillateur, une trop forte tension provoquant des perturbations dans le signal sonore.

Le montage peut travailler avec une tension comprise entre 5 V et 30 V ; pour une tension supérieure, il conviendra d'augmenter la valeur de la résistance R_1 et de choisir sa puissance en fonction de celle qu'elle sera appelée à dissiper.

L'oscillateur se compose de deux parties : une partie « audio » et une partie TBF, à très basse fréquence.

Nous aurions pu imaginer un oscillateur très simple délivrant une onde

Nous aurons ainsi un bip de temps en temps, à un rythme déterminé par un oscillateur. Ce signal n'est pas trop gênant tout en conservant, par son caractère régulier, son effet d'avertisseur. Les sections 1 et 2 oscillent à une cadence basse fixée par la valeur du condensateur C_3 et de celle de la résistance R_3.

Il va de soi que l'on pourra très bien changer de résistance R_3 afin de disposer d'une cadence de répétition plus lente. Une cadence rapide donne un signal plus irritant, une constante de temps plus longue rassurera et signalera, de temps en temps, que la perceuse est toujours branchée. A vous de choisir en fonction de votre caractère !

Le condensateur C_4 dérive le signal afin d'envoyer sur l'entrée de la porte 3 une impulsion assez courte. La diode D_5 interdit l'envoi d'une tension négative sur l'entrée. L'oscillateur est constitué de deux résistances, d'un condensateur et d'un résonateur céramique audio.

Deux types de résonateurs sont disponibles, ceux avec électrode de réaction et ceux sans électrode annexe. Le premier permet de réaliser des oscillateurs très simples, plus simples que celui que nous avons représenté ici.

La résistance R_7, placée en série avec le résonateur, joue le rôle de potentiomètre de niveau, on l'adaptera au niveau de bruit ambiant du local de « bricolage »... Le condensateur C_5 est inutile lorsqu'on utilise un buzzer avec électrode de réaction, l'oscillateur travaillant alors sur la fréquence de résonance du buzzer. R_6 et C_5 déterminent la fréquence de l'oscillateur. Lorsqu'on utilise un transducteur céramique classique, R_6 pourra être abaissée à 200 kΩ.

Le principe de fonctionnement de l'oscillateur est le suivant : les sections 1 et 3 travaillent en détecteur à seuil, la résistance R_3 (ou R_6) chargera ou déchargera le condensateur C_3 (ou C_6) suivant l'état de la sortie 11 (ou 4). Les portes 2 et 4, montées en amplificateur inverseur, assurent une réaction positive sur les entrées des portes 1 et 3.

Réalisation

Le circuit imprimé est une suggestion d'implantation, on pourra, pour réduire l'encombrement, disposer les composants verticalement ou installer le transducteur à l'extrémité d'un tube (par exemple une boîte de film photographique).

Le montage ne présente pas de difficulté, on commencera bien sûr par les résistances (composants les plus plats), les diodes, puis par le circuit intégré, ensuite, on placera les condensateurs et on terminera par le transducteur et la résistance ajustable.

Essais

Votre montage a été correctement réalisé et les composants branchés dans le bon sens, il ne vous reste plus qu'à installer l'ensemble aux bornes

d'une source capable de délivrer 12 V (ou moins), au bout d'un instant très court le montage fait entendre son signal. En cas d'absence de bruit, on pourra jouer sur la valeur de la résistance variable. Nous avons expérimenté ce montage sur une perceuse Applicraft gros modèle, alimenté en 18 V, moteur bloqué, là où l'inductance donne le plus de surtension à la coupure, nous n'avons pas constaté de mise hors service du montage, preuve que la protection assurée par le circuit d'alimentation convient parfaitement.

La faible consommation du montage (environ 2 mA) permet une alimentation sur secteur en installant un condensateur en série avec le montage.

Une résistance VDR SIOV évitera à la tension d'alimentation de dépasser une valeur trop élevée, nuisible pour le circuit intégré. Une SIOV de 12 ou 24 V conviendra. La figure montre le schéma de l'adaptateur. Attention, le condensateur devra avoir une tension de service d'au moins 400 V. Le condensateur a l'avantage sur la résistance de ne pas faire perdre de puissance active (au contraire, on compense le cosinus phi du réseau !), il ne s'échauffera donc pas.

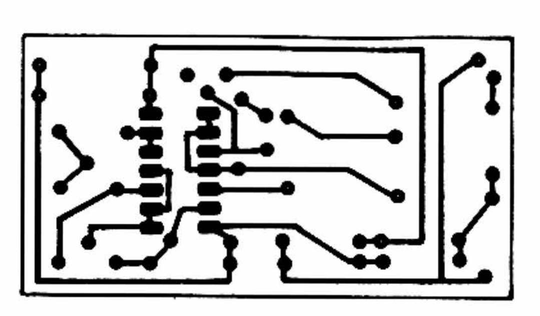


FIGURE 2 – Circuit imprimé de l'avertisseur (échelle 1).

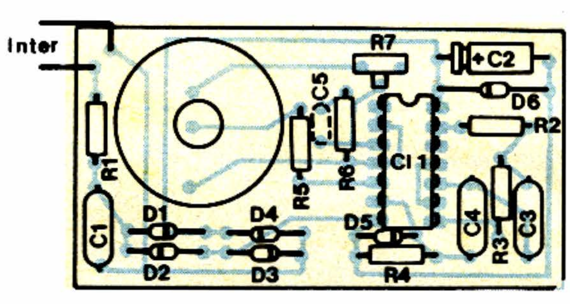


FIGURE 3 – Implantation des composants sur le circuit imprimé.

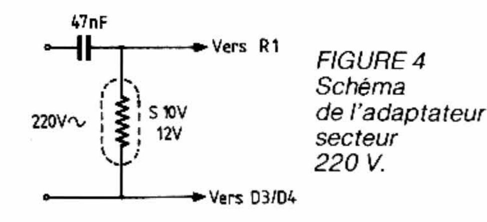


FIGURE 4 Schéma de l'adaptateur secteur 220 V.

Conclusions

Commencez tout de suite par vous construire un interrupteur à pied, vous verrez, c'est très pratique ! Ensuite, vous vous apercevrez que de temps en temps votre pied se pose par erreur sur la pédale... Constatez les dégâts occasionnés par votre perceuse et vous serez convaincus de l'utilité de ce petit montage. A l'ouvrage !...

E. LEMERY

Liste des composants

Désignation	Valeur	Observation
R_1	Résistance 1 kΩ 1/4 W 5 %	
R_2, R_3, R_4, R_5, R_6	Résistance 1 MΩ 1/4 W 5 %	
R_7	Résistance ajustable 22 kΩ	
D_1, D_2, D_3, D_4, D_5	Diode 1N4148	
D_6	Diode Zener 9,1 V	
C_1, C_3, C_4	Condensateur 0,22 µF	MKM 10 mm
C_2	Condensateur chimique 10 µF	
C_5	Condensateur 470 pF	
CI_1	Circuit intégré CD 4011	
Transducteur MURATA PKM25-6AO Version secteur : condensateur 0,047 µF/400 V S10V – S10K25		Siemens

ADAPTATION ET REALISATION DE CLAVIERS

Le clavier d'un micro ou mini-ordinateur est le périphérique premier du système, puisque c'est lui qui permet le dialogue entre l'homme et la machine. Son importance est donc grande ! Pourtant, il faut bien le reconnaître, c'est généralement le parent pauvre des systèmes à grande diffusion et de prix abordable. Les appareils de bas de gamme sont pourvus d'un horrible clavier à membrane, de technologie très simple et économique pour le fabricant, mais de frappe désastreuse pour l'utilisateur : deux circuits imprimés, minces et souples, supportent les plots de contact et les liaisons au connecteur. Ils sont séparés par une feuille isolante, présentant un trou en face de chaque touche. Ainsi, en appuyant là où il faut avec le doigt, les pistes respectives sont mises en contact. Voir la figure 1 qui illustre le fonctionnement du système.

Dans le pire des cas, c'est le doigt, nous venons de le dire, qui fait tout le travail. C'est ce qui se passe pour le ZX 81 bien connu et d'autres micros du même style !

Dans un cas plus favorable, une sorte de touche agit en intermédiaire. Elle est parfois munie d'un déclic rendant le toucher plus agréable, sinon le contact meilleur.

A un niveau très supérieur, on trouve des claviers vraies touches pourvues de contacts mécaniques. Cette fois, ces touches, accessibles à l'utilisateur par un « cabochon » marqué, ont une course compatible avec la frappe « dactylographique », de l'ordre de 3 à 4 mm, et une douceur agréable ! Selon la qualité et le prix de ce clavier, les contacts électriques sont traités pour un usage plus ou moins intensif. Un clavier mécanique de ce type donne normalement toute satisfaction.

En haut de gamme, nous allons trouver des claviers extérieurement similaires aux précédents, mais dont les contacts mécaniques sont remplacés par des contacts « électroniques ». Ce sont les claviers à touches capacitives ou à touches à effet Hall. De tels claviers coûtent à eux seuls le prix de 1 à 3 micro-ordinateurs complets !

Ces premières remarques sur la qualité mécanique du clavier ne sont qu'un aspect du problème, certes très important, mais qui ne doit pas en estomper un autre qui l'est autant : la disposition et le marquage des touches !

Développés outre-Atlantique, les ordinateurs nous sont parvenus avec des

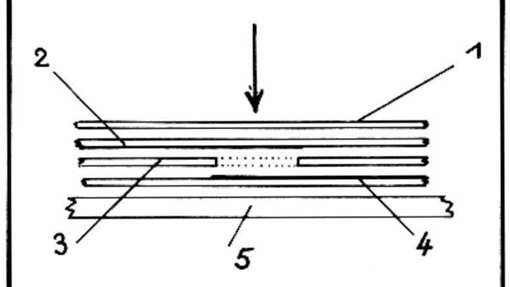


FIGURE 1. – Clavier à membrane.
1. Feuille marquée protectrice.
2, 4. Circuits imprimés souples.
3. Isolant à trous. – 5. Support rigide.

claviers... américains ! C'est-à-dire des claviers Qwerty ! Cette dénomination venant de la disposition des 6 premières lettres de la première rangée correspondant justement à la disposition américaine.

Au début de notre intérêt personnel pour l'informatique, il nous fut affirmé par des gens qui « s'y connaissaient » que seul le clavier Qwerty pouvait établir un dialogue correct entre l'homme et la machine ! Cette affirmation que nous acceptâmes, même si elle nous laissa rêveur, n'eut évidemment pour nous de crédit que pendant nos premières semaines d'initiation !

Bien sûr, en France le clavier Qwerty n'est pas en usage ! Nos machines à écrire sont à clavier Azerty, la différence semblant donc minime, puisque jouant seulement sur la position des lettres A, Z, Q et W. C'est vrai et si ce n'était que cela, chacun, même habitué au clavier français, pourrait se plier, au bout de quelque temps, à la disposition anglo-saxonne ! Mais le malheur vient du fait que nous, Français, avons le très mauvais goût d'avoir dans notre alphabet des minuscules accentuées, ce qui n'existe pas en anglais ! Il s'agit, vous le savez du à, du é, du è, du ù, du ê, du û, du î, et nous en oublions sans doute. Nous avons aussi le ç et le tréma ¨ ! Or, sur nos claviers de machines françaises, ces lettres spéciales sont pour, la plupart, sur les touches de chiffres, ces derniers placés en *corbeille haute* et les minuscules accentuées en *corbeille basse*. Ce jargon signifiant que vous accédez aux minuscules accentuées en frappant simplement sur la touche, donc comme pour les autres, tandis que les chiffres s'obtiennent en appuyant en plus sur la touche « majuscules » des machines à écrire qui est devenu SHIFT sur les ordinateurs, origine oblige !

Finalement, la différence entre les deux types de claviers est très importante pour quiconque a acquis la frappe française et a de plus un certain respect pour sa langue et sa propre culture !

Bien sûr, de nombreux informaticiens en herbe sont des « tapoteurs de claviers » et peu leur importe où sont placés les caractères puisque, de toute façon, ils n'ont aucun antécédent dactylographique ! C'est d'ailleurs pour venir en aide à ces « handicapés du

clavier » que les fabricants de micro-ordinateurs ont prévu des touches pré-programmées avec les mots réservés du Basic : par exemple, il suffit de frapper P pour avoir PRINT !

Par ailleurs, bon nombre de nos concitoyens ont une conception de l'orthographe assez particulière et qui simplifie nettement le problème ! Que dire de ces programmes dont les phrases à imprimer sont truffées de grossières fautes ou de ces textes frappés sans vergogne sans aucun accent ? Que dire, sinon que c'est « lââmentable » !

Sur le plan strictement informatique, l'important dans un clavier, ce n'est pas la qualité des touches (voir le ZX 81 ou le TO 7 !), ni la disposition des caractères. C'est le fait de disposer de TOUS les caractères de commande qui est essentiel. Bien évidemment, c'est encore un standard américain qui fait la loi ; c'est le fameux code ASCII (à lire « aski »), signifiant American Standard Code for Information and Interchange.

Le code ASCII comprend 128 caractères, comptés de 0 à 127. Tout simplement parce que chacun est délivré en binaire sur 7 bits, ce qui permet de compter de 0000000 à 1111111, soit de 0 à $2^7 - 1 = 127_{10}$.

Nous avons regroupé l'ensemble du code ASCII dans le tableau de la figure 2.

Les caractères de 0 à 31_{10} sont des caractères de contrôle. Ils ne sont pas imprimables, ni à l'écran, ni sur le papier. Par contre, ils sont très utiles pour envoyer des ordres divers, par l'intermédiaire d'un logiciel, aux différents périphériques contrôlés. Normalement, ces codes sont disponibles au clavier par l'intermédiaire de la 3ᵉ fonction de chaque touche normale. On accède à cette 3ᵉ fonction en appuyant justement sur une touche annexe dite « Contrôle », ou plus simplement CTRL sur la plupart des claviers. Ainsi l'appui simultané de CTRL (d'abord) et de C (en second) donne-t-il ETX de code hexadécimal 03. C'est ce code qui déclenche, par exemple, la fonction BREAK de rupture d'un programme Basic.

Pour conclure, un clavier bien conçu, sur le plan informatique, doit fournir tous les codes de $00 à $7F.

Par contre, si le possesseur d'un ordinateur veut l'employer dans une de ses grandes missions, nous voulons dire le traitement de texte, alors il faut bien plus : un clavier complet, sortant tous les codes certes, mais avec des touches de qualité et disposées selon la grille Azerty, y compris pour les chiffres et les minuscules accentuées, lesquelles doivent toutes exister. En d'autres termes, il faut que le clavier de l'ordinateur soit la réplique de celui de nos machines à écrire, avec en plus les symboles que celle-ci n'a pas : ne serait-ce que le / et le #.

Si votre ordinateur ne dispose pas d'un tel clavier, vous avez diverses solutions plus ou moins heureuses :
– garder celui que vous avez, vous en contenter et écrire... en javanais !
– acheter un bon clavier répondant aux impératifs ci-dessus. Attendez-vous à débourser une somme supérieure à 1 000 F, surtout si vous voulez aussi que ce clavier possède un « pavé numérique » dont l'utilité est incontestable pour qui doit entrer fréquemment des données numériques. Quelques touches de fonction supplémentaires vous permettront d'arrondir cette dépense ;
– adapter le clavier que vous possédez aux normes Azerty. C'est ce que nous allons vous proposer d'abord ;
– fabriquer entièrement un clavier Azerty. C'est un défi stupide que nous nous sommes lancé et dont nous vous donnerons les aboutissements.

FIGURE 2

Code ASCII

F	SI	US	/	?	O	–	o	DEL
E	SO	RS	.	>	N		n	~
D	CR	GS	–	=	M	]	m	}
C	FF	FS	,	<	L		l	
B	VT	ESC	+	;	K	[	k	{
A	LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
9	HT	EM	)	9	I	Y	i	y
8	BS	CAN	(	8	H	X	h	x
7	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
6	ACK	SYN	e	6	F	V	f	v
5	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
4	EOT	DC4	$	4	D	T	d	t
3	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
2	STX	DC2	"	1	B	Q	b	q
1	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q
0	NUL	DLE	SP	0	@	P		p
	0	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**

N.B. – Les caractères américains : @ [ ] } { ~
sont remplacés par à ç ° § é è ù
dans l'alphabet français.
Lecture du tableau — Exemple k → Code $6B

Transformation d'un clavier

POSONS LE PROBLEME

Nous allons partir du principe que vous disposez d'un clavier à touches mécaniques, de bonne qualité, mais de disposition Qwerty. Nous supposerons que ce clavier dispose de touches de fonctions et d'un pavé numérique. (Qui peut le plus, peut le moins !)

La solution adoptée consiste à supprimer l'électronique existante en la remplaçant par une autre plus adaptée. Chacun pourra d'ailleurs aménager la

transformation selon le matériel dont il dispose. Par exemple ne faire qu'une adaptation mineure, si le schéma existant se rapproche de celui à obtenir. Par contre, si le clavier est à microprocesseur, les modifications sont plus difficiles, quoique possibles. Chacun y trouvera donc son compte.

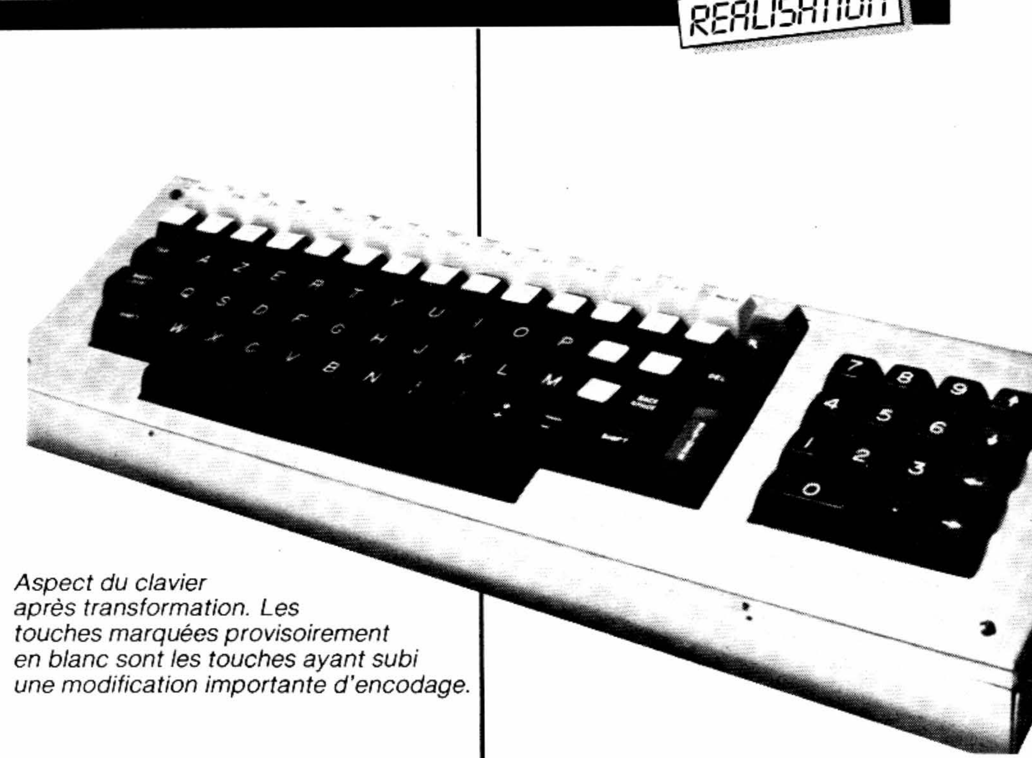
La solution que nous avons retenue est le montage d'un encodeur très courant, du type AY.5.2376 de General Instruments. On constatera d'ailleurs que l'adaptation au problème posé n'est pas aussi évidente qu'il y paraît *a priori*. En effet, et par exemple, les chiffres du clavier principal doivent être obtenus avec SHIFT (corbeille haute), tandis que ceux du pavé numérique doivent l'être quel que soit l'état de SHIFT... et même de CTRL ! Il en est de même pour les touches de fonction (F1 à F10).

La solution a été trouvée après une étude minutieuse de l'encodage du AY.5.2376 dont les bizarreries nous ont souvent laissé perplexes, sans trouver d'explication raisonnable (qui existe sans doute, du moins nous l'espérons). On se reportera à la figure 3 pour découvrir cet encodage. Le circuit possède un adressage à 8 lignes et 11 colonnes. Cela donne donc 88 possibilités. En fait, par le jeu des touches SHIFT et CTRL, chaque case est à 3 compartiments. Le nombre total de combinaisons serait donc porté à 3 x 88 = 264. C'est bien trop, le code ASCII ne comprenant que 128 codes : c'est pourquoi nous pouvons constater l'existence de cases dans lesquelles les mêmes codes se retrouvent. En particulier, nous avons 29 cases donnant le même code, quelle que soit la position de SHIFT et CTRL. Ce sont justement ces cases qui permettront la solution de notre problème. Nous les affecterons d'office aux touches très spécialisées :

- aux 10 touches de fonction (F1 à F10) ;
- aux 11 touches du pavé numérique (0 à 9 et le « . ») ;
- aux 5 touches de déplacement du curseur ;
- aux 4 touches de fonctionnement (ESC, CR, SP, DEL).

Ce qui fait 30 touches si nous comptons bien. Il manque donc une case. Nous allons en sortir en remarquant que la case X2-Y9 donne deux fois le code $2E et peut donc faire la 30ᵉ.

Mais si, pour certaines touches de fonctionnement, on trouve bien la case *ad hoc*, par exemple la case 3-8 pour CR, cette case donnant bien 3 fois le code $0D de CR, il n'en est plus de même pour les touches du pavé numérique pour ne citer qu'elles !



Aspect du clavier après transformation. Les touches marquées provisoirement en blanc sont les touches ayant subi une modification importante d'encodage.

FIGURE 3

Encodage du AY.5.2376

X	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0/C	00	01	02	03	04	05	06	07	11	10	0F
0/S	00	01	02	03	04	05	06	07	11	10	0F
0/N	00	01	02	03	04	05	06	07	11	10	0F
1/C	10	0B	0C	0E	0D	15	16	17	18	19	1A
1/S	10	0B	0C	0E	0D	15	16	17	18	19	1A
1/N	10	0B	0C	0E	0D	15	16	17	18	19	1A
2/C	00	1C	1D	1E	1F	00	00	00	20	00	1F
2/S	3D	1C	1D	1E	1F	3C	3E	2C	20	2E	5F
2/N	2D	1C	1D	1E	1F	3C	3E	2C	20	2E	5F
3/C	00	00	10	1F	00	08	1B	1D	0D	0A	7F
3/S	00	2A	50	7F	60	08	7B	7D	0D	0A	7F
3/N	30	3A	70	5F	40	08	5B	5D	0D	0A	7F
4/C	00	00	00	00	0D	0E	02	16	03	18	1A
4/S	2B	3F	3E	3C	4D	4E	42	56	43	58	5A
4/N	3B	2F	2E	2C	6D	6E	62	76	63	78	7A
5/C	0C	0B	0A	08	07	06	04	13	01	0C	1B
5/S	4C	4B	4A	48	47	46	44	53	41	0C	1B
5/N	6C	6B	6A	68	67	66	64	73	61	0C	1B
6/C	0F	09	15	19	14	12	05	17	11	19	0B
6/S	4F	49	55	59	54	52	45	57	51	09	0B
6/N	6F	69	75	79	74	72	65	77	71	09	0B
7/C	00	00	00	00	00	00	00	00	00	1E	1C
7/S	29	28	27	26	25	24	23	22	21	7E	7C
7/N	39	38	37	36	35	34	33	32	31	5E	5C

N.B. – Ces codes délivrés par le AY.5.2376 seront les adresses mémoire correspondant aux données à sortir.
Exemple : Case 3/N - 6
Adresse mémoire → $5B
Symbole de touche → " # "
Donnée mémoire → $23

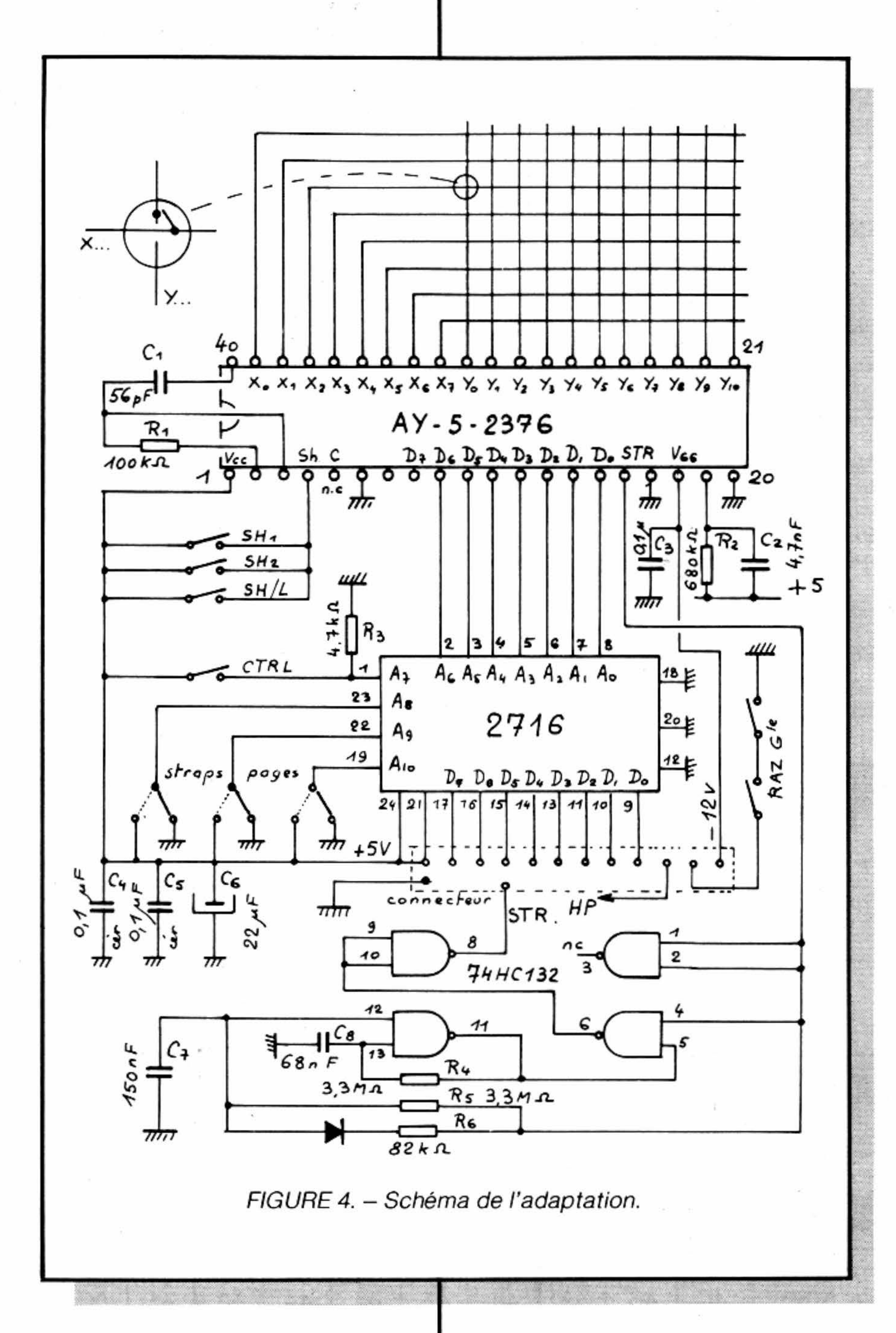


FIGURE 4. – Schéma de l'adaptation.

N.B. : Les chiffres du pavé numérique doivent sortir en corbeille basse, sans shifter, tandis que ceux du clavier principal nécessitent ce shift ! Il n'est donc pas question de mettre ces touches en parallèle, l'une sur l'autre, comme nous l'avons cependant vu faire, dans une revue réputée sérieuse, et pour un clavier soi-disant Azerty !

Le problème général ne peut évidemment se résoudre qu'en faisant appel à une mémoire programmée, adressée par les codes de sortie de l'encodeur et délivrant elle-même les codes désirés. C'est une méthode très classique de conversion, d'ailleurs très utilisée en informatique pour faire des transferts d'adressage. Oui, mais... la solution n'est pas si simple : si nous affectons par exemple le code ACK de l'encodeur (case 0-6) pour adresser la case mémoire contenant le code $31 de « 1 », nous allons aussi sortir « 1 » quand nous ferons CTRL F, correspondant aussi à ACK. Ce n'est pas du tout ce qu'il faut, bien sûr.

Conclusion pratique : dans notre disposition, la fonction CTRL de l'encodeur ne remplit plus son rôle et doit être abandonnée ! Pour avoir une commande CTRL correcte, la touche en question ne commandera plus le AY.5.2376 lui-même, mais la mémoire, provoquant un changement de « page » et donnant accès aux codes en question.

En conclusion (voir figure 4) :

– Les 7 bits normalement fournis par le AY.5.2376 adressent directement la mémoire, en Normal et Shift, donnant 2^7 codes, soit 128 codes. Ces bits sont reliés aux lignes A_0 à A_6 de la mémoire 2716 utilisée.

– La ligne A_7 de cette mémoire est commandée par la touche CTRL, donnant une seconde page de 128 codes, soit donc 256 possibilités pour N, S et CTRL. Il y aura évidemment des répétitions.

La mémoire contient 2 048 cases. Elle pourrait donc contenir 2 048/256 jeux de 256 codes, soit 8 jeux. C'est trop mais tant pis ! On pourra ainsi, si on le désire, prévoir un jeu Azerty, un jeu Qwerty, un jeu XXXXX... Comme les 2716 se programment très bien par « tranches », on pourra aussi s'y reprendre en plusieurs fois, en cas d'erreur, et sans effacement. La sélection du bloc mémoire réellement utilisé se fait par les lignes A_8, A_9 et A_{10}.

Nous pouvons maintenant observer le schéma de l'électronique retenue. Il ne brille pas par l'originalité. Le AY.5.2376 est monté comme toujours, avec ses cellules RC d'horloge et d'anti-rebonds. L'entrée SHIFT est normalement commandée par les touches SHIFT en parallèle. CTRL n'est pas connecté.

La mémoire 2716 est montée comme indiqué ci-dessus. Des cavaliers adressent les lignes A_8 à A_{10}. La touche CTRL est reliée à A_7. Nous n'avons pas prévu de touche CAP.LOCK dont l'utilité ne nous semble pas évidente, car disposant d'un Basic qui fait lui-même la traduction. Mais si cela vous est nécessaire, c'est très simple, il suffit de relier cette touche à A_8, ce qui va créer un second bloc mémoire dans lequel les codes minuscules seront remplacés par les codes majuscules (les accentuées comprises).

Enfin, petit gadget, un oscillateur C.MOS commandé par la sortie STROBE démarre si l'appui de touche est suffisamment long. Il « hache » alors le niveau du strobe à raison de 10 fois environ par seconde, donnant une répétition automatique du caractère frappé.

Pour terminer cette étude, disons que nous sortons des codes positifs de la mémoire, pris en compte par l'ordinateur lors d'un signal strobe également positif.

REALISATION

1. Liste des composants

1 AY.5.2376 de GE
1 2716
1 74HC132 (ou 4093 en modifiant le CI)
3 supports pour ces circuits
1 1N4148
1 4,7 kΩ
1 82 kΩ
1 100 kΩ
1 680 kΩ
2 3,3 MΩ
1 56 pF céramique
1 4,7 nF MKH
1 68 nF MKH
1 0,15 µF MKH
3 0,1 µF céramique
1 22 µF chimique
9 douilles tulipe pour cavaliers
1 connecteur 2 × 13 picots DIL pour CI
1 connecteur femelle pour câble plat 2 × 13
1 circuit imprimé

2. Le circuit imprimé

Cette plaquette ne supporte que l'électronique. Nous avons fait, pour ce qui nous concerne, une liaison inter-touches, en petit fil isolé. C'est bien plus économique et bien plus rapide que de redessiner un CI complet, supportant ces touches. Nous avions cependant la chance de disposer d'un clavier avec bâti métallique. Si ce n'est pas votre cas, une solution simple consiste à couper les pistes inter-touches du grand CI, à le garder en guise de support et à relier, comme nous, les touches par fils. La disposition adoptée a aussi l'avantage d'un moindre encombrement, le petit CI proposé se fixant sous les touches et non à côté, comme cela se fait souvent, au détriment de la surface investie.

La figure 5 donne le dessin du CI, à réaliser de préférence en époxy simple face et par une méthode photo. Nous pouvons vous fournir un film orange pour faire le tirage aux UV.

3. Le montage

Il est très simple : il suffit de se reporter à la figure 6. Poser les composants discrets, les supports, les straps et les connecteurs. Le câblage des touches se fait en fonction du tableau de la figure 7. Pour un travail facile, relier successivement toutes les touches de la même ligne. Ainsi, pour toutes les colonnes. Il est commode de marquer au préalable les coordonnées de chaque touche, vues dans le tableau, juste à côté de celle-ci. Des fils souples réuniront finalement l'ensemble à la plaquette imprimée. Un connecteur pour câble plat effectue la liaison vers l'ordinateur.

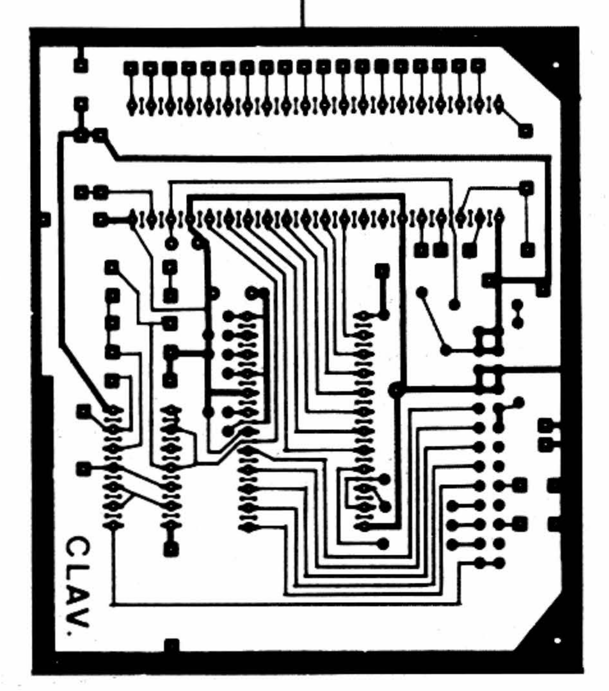


FIGURE 5. – Le circuit imprimé type AY.5.2376.

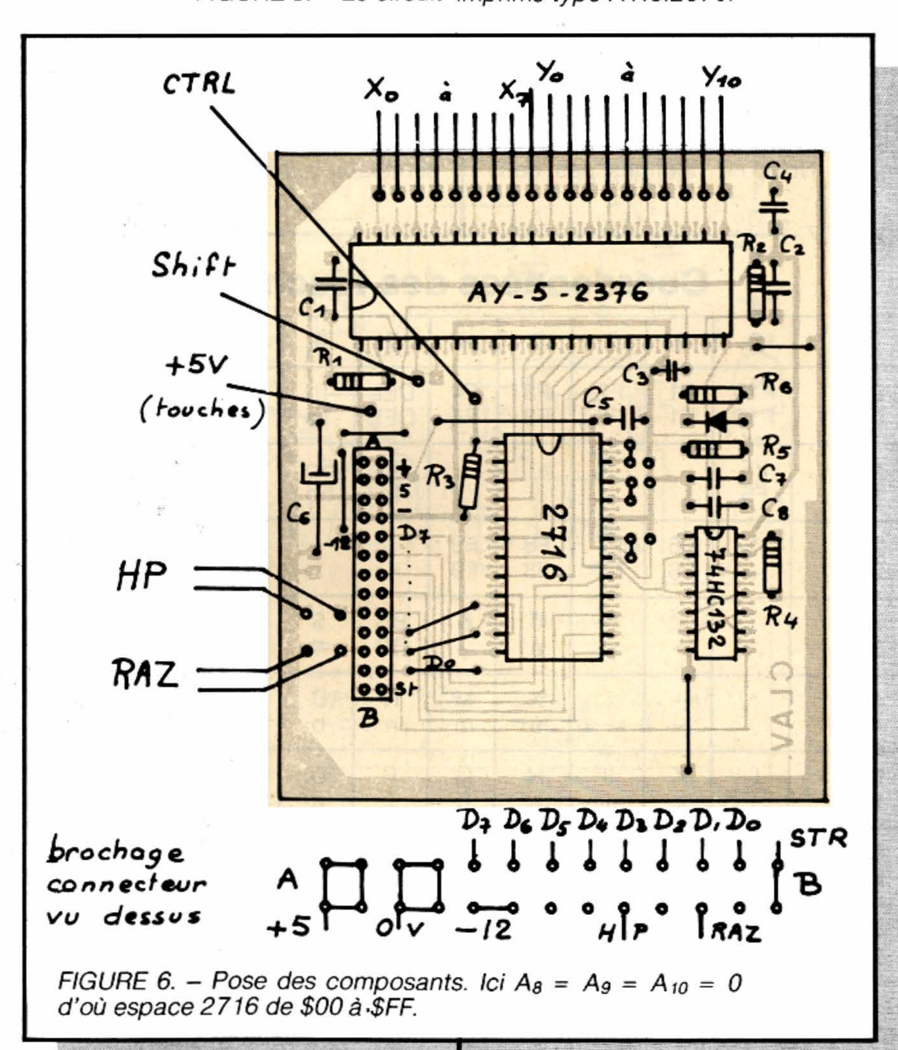
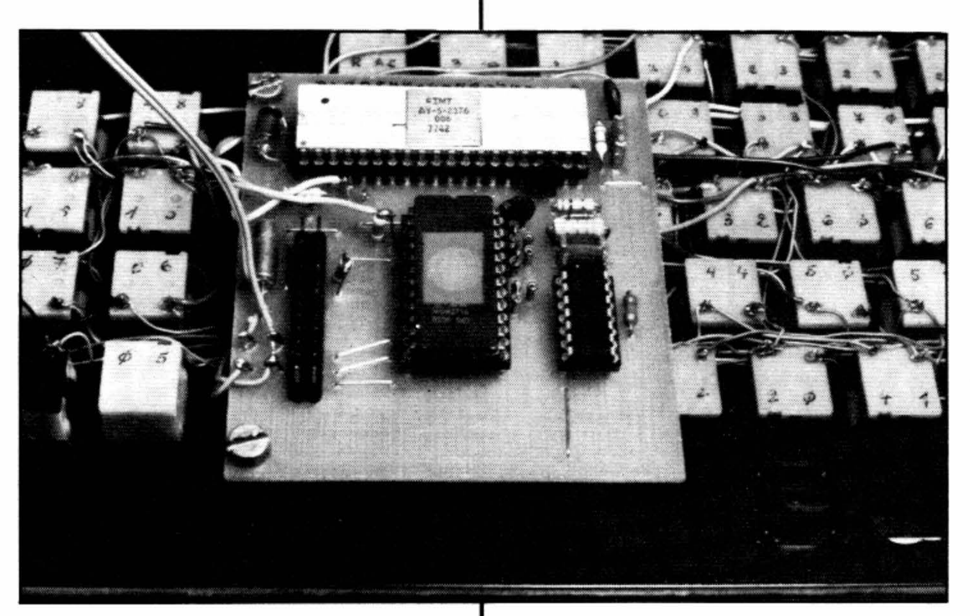


FIGURE 6. – Pose des composants. Ici $A_8 = A_9 = A_{10} = 0$ d'où espace 2716 de $00 à $FF.



L'électronique d'adaptation d'un ancien clavier à touches mécaniques.

4. Programmation de la mémoire
Il y a 256 octets à programmer, à prendre au début de la mémoire, de préférence, soit de l'adresse $00 à l'adresse $FF. La première partie, de $00 à $7F, contient les codes imprimables, shiftés ou non, la seconde partie, de $80 à $FF, contient les codes de contrôle. Nous ne donnons pas dans ces pages le listing mémoire, d'abord parce que c'est un peu long, puis aussi parce que vous pouvez l'établir facilement vous-même et en fonction des caractéristiques du clavier que vous possédez. Néanmoins, nous pouvons soit vous fournir copie de ce listing, soit même vous programmer une mémoire semblable à la nôtre.

FIGURE 7

Coordonnées des touches

X	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0/S	F10	F1	F2	F3	F4	DEL	1p	2p	3p		
0/N	F10	F1	F2	F3	F4	DEL	1p	2p	3p		
1/S	F5					4p	5p	6p	7p	8p	9p
1/N	F5					4p	5p	6p	7p	8p	9p
2/S	*	F6	F7	F8	F9				SP	.p	
2/N	+	F6	F7	F8	F9				SP	.p	
3/S		<	P	0	&	BS	$	°	CR	LF	0p
3/N		>	p	à	)	BS	#		CR	LF	0p
4/S	;	–	:	%	M	N	B	V	C	X	Z
4/N	,	-	.	ù	m	n	b	v	c	x	z
5/S	L	K	J	H	G	F	D	S	A	FF	ESC
5/N	l	k	j	h	g	f	d	s	a	FF	ESC
6/S	O	I	U	Y	T	R	E	W	Q	HT	VT
6/N	o	i	u	y	t	r	e	w	q	HT	VT
7/S	9	8	7	6	5	4	3	2	1		§
7/N	ç	/	è	=	(	'	"	é	!		?

N. B. – 0p, 1p... sont le 0, le 1 du pavé numérique.
Chaque case du tableau donne le marquage de la touche correspondante.

N.B. : Le connecteur de sortie véhicule les 7 bits de données, le + 5 V et le – 12 V, la masse, le signal « Bell » de l'ordinateur ainsi que le fil de RAZ générale. Cette RAZ se fait d'ailleurs par appui sur deux touches voisines, connectées en série, ce qui évite tout incident par toucher intempestif.

Fabrication d'un clavier

Voilà une entreprise pouvant paraître insensée. Cependant, quand on sait que le prix d'un bon clavier évolue entre 1 000 et 2 000 francs, alors que celui que nous vous proposons vous coûtera moins que rien, on peut penser que la différence n'est pas à dédaigner. A condition, bien sûr, de ne pas compter son temps. Il y a heureusement encore des gens qui sont dans ce cas.

Par ailleurs, un clavier acheté n'est jamais comme on le voudrait. Au moins celui-ci sera exactement à votre goût.

A titre de défi, nous avons décidé de faire l'encodage sans circuit spécial. C'est donc du 100 % perso. Rien ne vous empêche cependant de retenir l'électronique de la première partie si elle vous paraît plus simple et plus adaptée à votre problème. En effet, nous allons voir que l'originalité cherchée à tout prix demande effectivement un tribut assez lourd : les touches dont nous proposerons la fabrication devront être à double contact. Aie !

ETUDE DE L'ELECTRONIQUE

1. Principe. Il est semblable à celui du montage précédent puisque nous utilisons encore une mémoire 2716 pour délivrer les codes de sortie. Par contre, l'adressage de cette mémoire est différent. Nous avons utilisé des circuits TTL très classiques, dits à « encodage prioritaire », les 74148. Ces circuits possèdent 8 lignes d'entrées et 3 lignes de sorties. La figure 8 nous donne leur table de vérité ; on constate que si la ligne de numéro n est amenée au niveau bas, les autres étant au haut, les lignes de sorties donnent le code binaire du complément de n. Par exemple si n = 5, alors on sort 010 qui est bien le complément de 101, valeur binaire de 5. Si plusieurs lignes entrées sont simultanément portées au niveau bas, seule sera prise en compte celle du plus haut rang.

La figure 9 nous montre que nous utilisons deux 74188, le premier encodant les lignes et le second les colon-

FIGURE 8

Table de vérité du 74LS148

Entrées									Sorties				
EI	0	1	2	3	4	5	6	7	A2	A1	A0	GS	EO
1	x	x	x	x	x	x	x	x	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
0	x	x	x	x	x	x	x	0	0	0	0	0	1
0	x	x	x	x	x	x	0	1	0	0	1	0	1
0	x	x	x	x	x	0	1	1	0	1	0	0	1
0	x	x	x	x	0	1	1	1	0	1	1	0	1
0	x	x	x	0	1	1	1	1	1	0	0	0	1
0	x	x	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1
0	x	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1

N.B. – « x » correspond à un niveau indifférent. La sortie EO est utilisée pour connecter des circuits en série.

nes. Disposant de 8 lignes et 8 colonnes, nous pouvons ainsi encoder 64 touches, ce qui est parfaitement suffisant pour un clavier ASCII très complet. Les touches SHIFT et CTRL vont en effet tripler le nombre de codes possibles, ce qui donne 3 × 64 = 192 au maximum.

Le malheur, car c'est bien le mot à employer : chaque touche doit posséder DEUX contacts travail, pour pouvoir relier sa ligne ET sa colonne à la masse. Ce petit « détail » surpassé, les deux 74188 vont fournir un encodage sur 6 bits de la touche enfoncée. Ce mot binaire sert à adresser directement la mémoire 2716 par les lignes A_0 à A_5. Les sorties D_0 à D_7 vont alors restituer le code ASCII de la touche concernée. Les 64 codes « normaux » sont sortis avec A_6 et A_7 à 0 (les lignes d'adresse

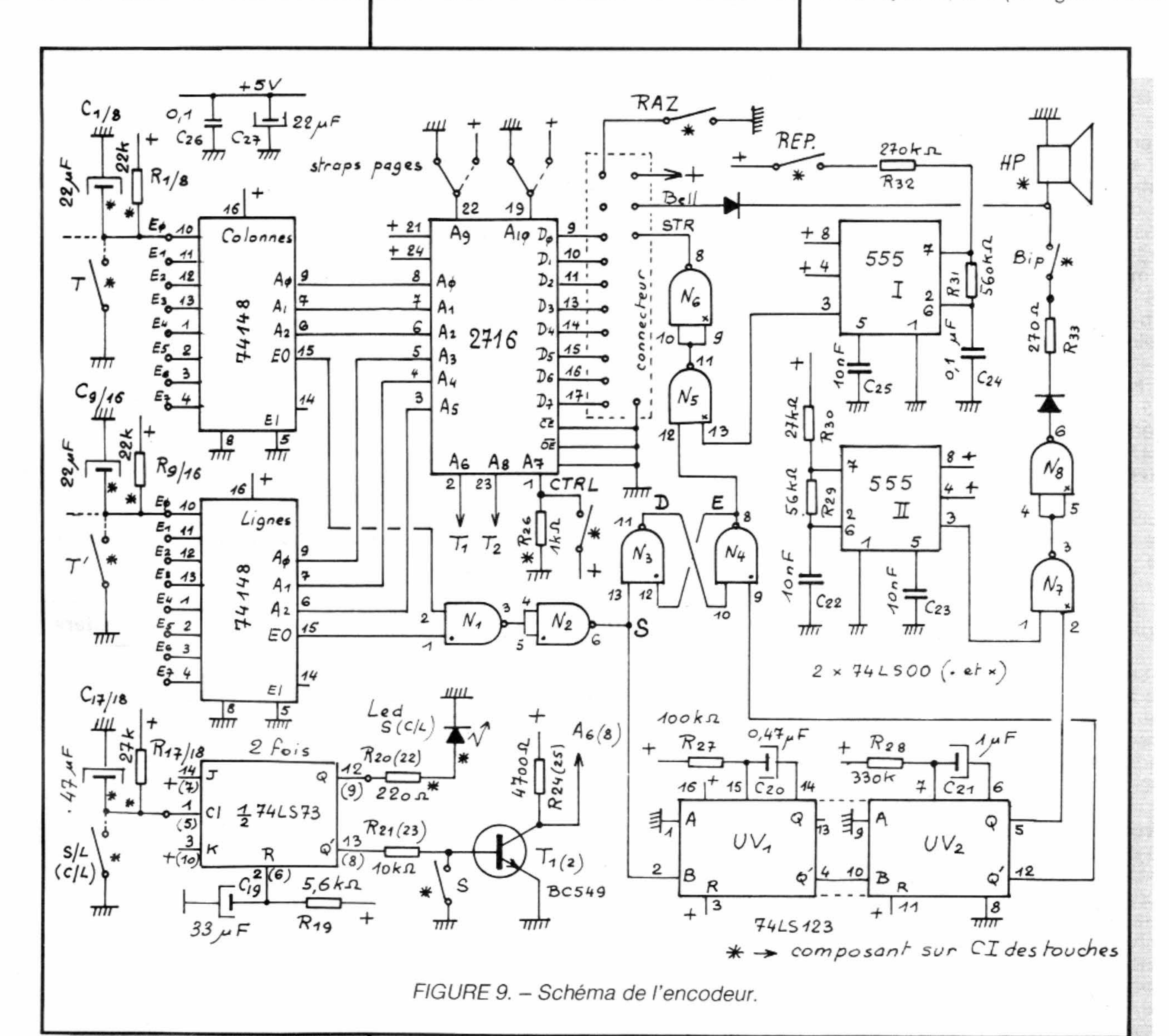


FIGURE 9. – Schéma de l'encodeur.

A_8 à A_{10} sont aussi à 0). Les touches SHIFT en parallèle portent A_6 à 1 et l'adressage se fait alors dans la seconde page mémoire de 64 codes. La touche CTRL met A_7 à 1 et donne les codes de contrôle. Enfin, une touche CAP.LOCK, ici prévue, convertit tous les codes minuscules en majuscules, les autres caractères restant tels. En résumé, la figure 10 nous donne la répartition de ces pages mémoire. On peut remarquer :

– que les pages 1 et 5 sont identiques ;

– que les pages 2, 3 et 6 sont identiques ;

– que le huitième seulement de la 2716 est occupé. Les 7 blocs restants sont sélectionnés par les lignes A_9 et A_{10}. Ils pourront contenir d'autres codes, Qwerty, Baudot, ou n'importe quels autres de votre choix.

2. Génération du strobe

Les 74148 possèdent une sortie EO qui a la bonne idée de passer à 1 si une entrée quelconque est activée. C'est exactement ce qu'il faut pour générer le signal « strobe ». Les deux signaux EO sont ajoutés dans une porte Nand N_1, suivie d'un inverseur N_2, dont la sortie va passer à 1 si les deux contacts d'une touche sont actifs. (En effet, l'un se ferme toujours avant l'autre.) Le signal S joue un double rôle :

– il libère le basculeur RS, N_3/N_4, qui était bloqué par S = 0, donnant D = 1 et E = 0, soit la sortie Strobe à 0, via N_7 et N_8. Le RS peut maintenant basculer ;

– il déclenche les deux monostables en série, UV_1 et UV_2. Ces circuits donnent un effet de retard nécessaire au traitement anti-rebonds des touches. Le basculement du second déclenche lui-même le RS qui passe à D = 0 et E = 1, d'où sortie du signal Strobe de front montant actif. L'ordinateur prend à cet instant en compte les données présentes sur les sorties de la mémoire 2716

Le basculeur RS reste au travail, tant que la touche est enfoncée (et donc le strobe à 1). Lorsque cette touche est relâchée, S retombe à 0, avec ou sans rebonds, ramenant le RS à 0 dès la première transition.

3. Circuits annexes

– Bip de touches

L'impulsion sortant de Q de UV_2 rend passante la porte N_7, qui sort alors le signal 1 000 Hz du 555/II. Un petit haut-parleur peut ainsi illustrer l'enfoncement des touches. Remarquer les diodes permettant le mélange de ce Bip de touches, avec le Bell généré par l'ordinateur lui-même et amené par le connecteur de raccordement principal (le montage est compatible du système « Tavernier » et IVG09). Un interrupteur permet de ramener le silence si nécessaire.

– Répétition

Nous n'avons pas inclus de répétition automatique, laquelle n'est pas sans inconvénient, mais une répétition contrôlée par une touche spéciale « REP ». L'appui sur cette touche met en oscillation le 555/I qui découpe le niveau Strobe à quelque dix fois par seconde.

– Cap-Lock et Shift-Lock

Nous utilisons des touches normales, sans verrouillage mécanique. L'ordre est conservé par un basculeur JK qui commute par Q le niveau de la ligne d'adresse mèmoire concernée (A_6 pour Shift et A_8 pour Cap-Lock). Une diode LED s'allume dès que la fonction est activée. A la mise sous tension, une cellule RC force les deux JK au repos. L'anti-rebond des touches est obtenu avec une liaison à très forte constante de temps, vers l'entrée Clock.

En conclusion de cette étude du principe de l'encodage retenu, nous en noterons la simplicité et le faible prix de revient, bien que nous ayons inclus les perfectionnements majeurs nécessaires à un clavier évolué.

LA REALISATION

Comme pour la description précédente, nous allons surtout parler de l'électronique, laissant la partie touches, un peu en arrière-plan.

1. Liste des composants

2 74 LS148 (ou 74148)
1 74LS73
1 74LS123
2 74LS00
2 555
2 BC549C
2 1N4148
2 LED rouges
2 220 Ω
1 270 Ω
1 kΩ
2 4,7 kΩ
1 5,6 kΩ
2 10 kΩ
16 22 kΩ
3 27 kΩ
1 56 kΩ
1 100 kΩ
1 270 kΩ
1 330 kΩ
1 560 kΩ
1 0,47 µF tantale
1 1µF tantale
1 33 µF tantale
2 47 µF tantale
17 22 µF chimique
2 10 nF céramique
1 0,1 µF céramique
1 0,1 µF MKH
1 10 nF MKH
6 picots tulipes pour cavaliers
1 connecteur DIL 2 × 13 picots
3 connecteurs DIL 2 × 5 picots
4 connecteurs femelles pour d°, type câble plat
1 circuit imprimé

2. Le circuit imprimé (voir figure 11)

A confectionner en époxy de 15/10 et par méthode photo. L'auteur peut fournir un film orange nécessaire au tirage UV.

3. Pose des composants

Elle ne présente aucune difficulté et se fera en suivant les indications de la figure 12. Nous conseillons l'utilisation

FIGURE 10

Répartition des pages mémoires

Page	A10	A9	A8	A7	A6	Adresses	Caractères
0	0	0	0	0	0	00 @ 3F	normaux + minuscules
1	0	0	0	0	1	40 @ 7F	shiftés + majuscules
2	0	0	0	1	0	80 @ BF	contrôle / série 1
3	0	0	0	1	1	C0 @ FF	contrôle / série 2
4	0	0	1	0	0	100 @ 13F	normaux + majuscules
5	0	0	1	0	1	140 @ 17F	shiftés + majuscules
6	0	0	1	1	0	180 @ 1BF	contrôle / série 3
7	0	0	1	1	1	1C0 @ 1FF	contrôle / série 4
	Sél/bloc		**C/L**	**CTL**	**SHT**		

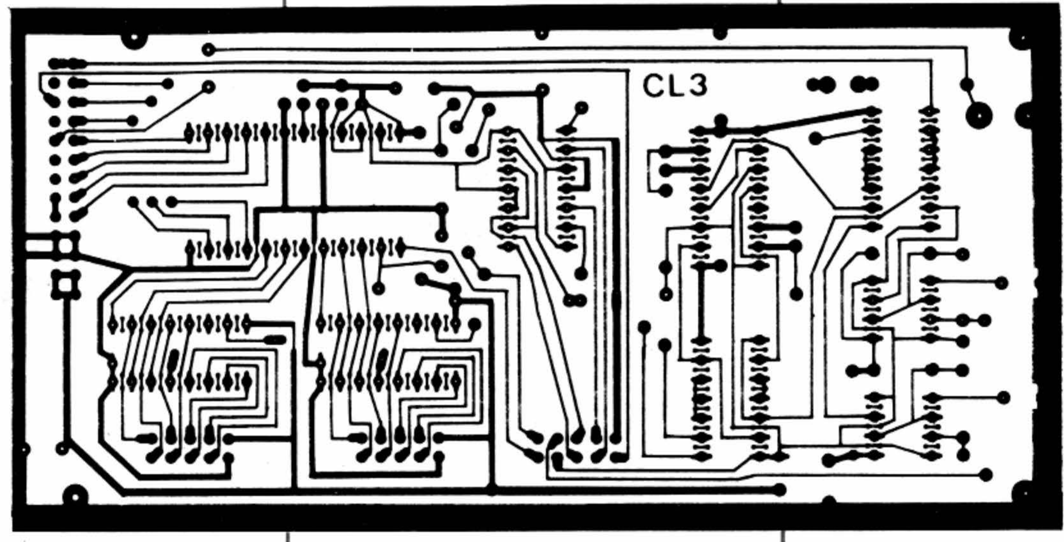
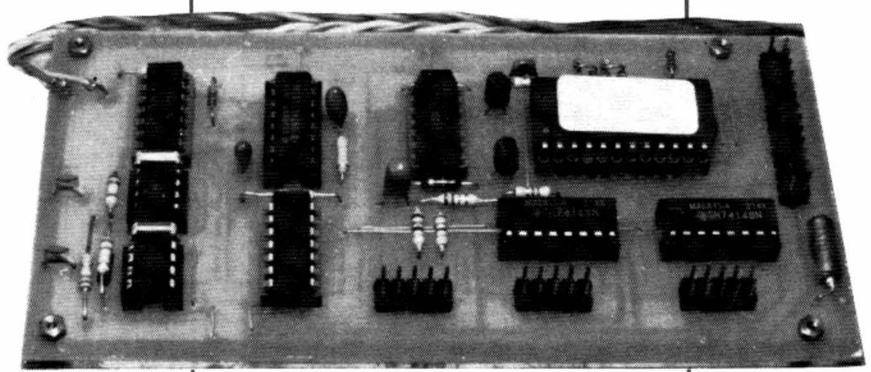


FIGURE 11
Circuit imprimé de l'encodeur 74148.



Platine d'encodage du clavier
pour « originaux » !

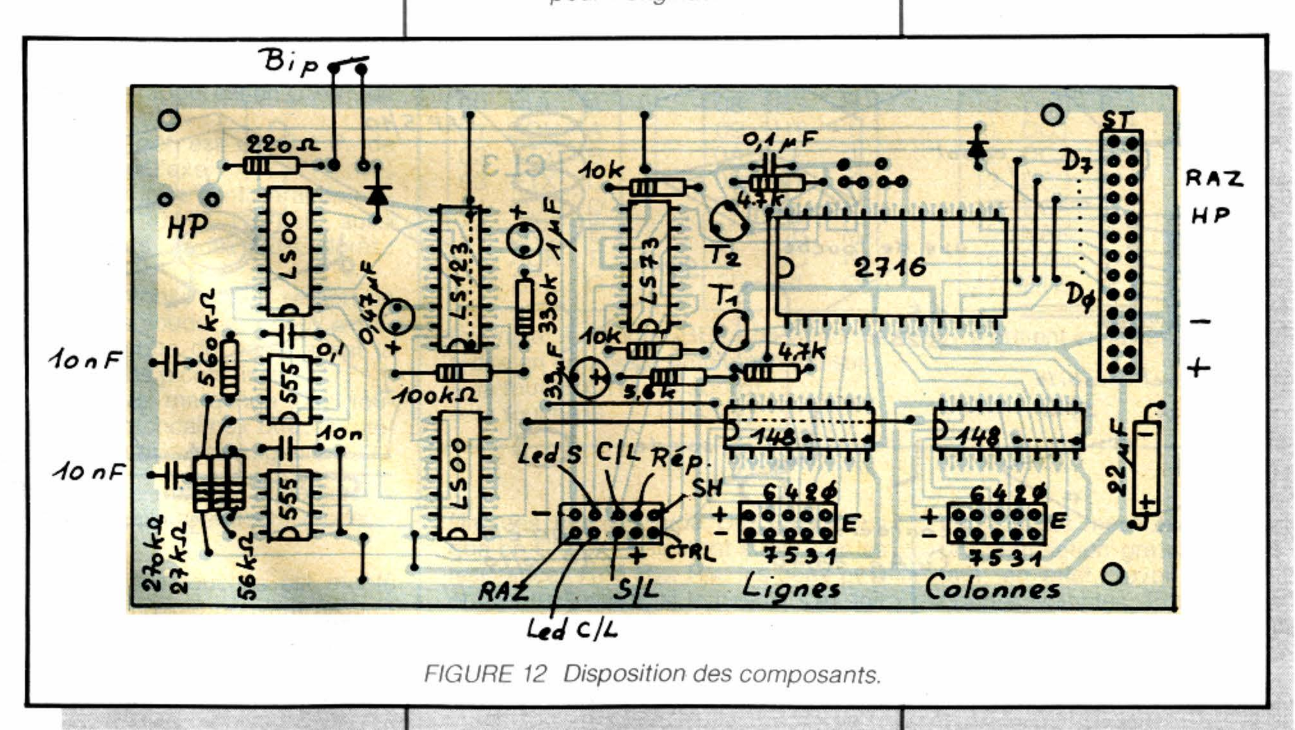


FIGURE 12 Disposition des composants.

de supports, rendant le travail plus facile et les interventions ultérieures sans problème.

N.B. : Les condensateurs C_1 à C_{18} sont disposés sur le CI des touches, ainsi que les résistances R_1 à R_{22} et R_{26}.

Les condensateurs C_1 à C_{16} ne sont à monter que si les touches sont de mauvaise qualité. Essayer d'abord de ne pas les mettre. Par contre, les condensateurs C_{17} et C_{18} sont indispensables.

4. Mise au point

Elle est nulle, le système fonctionnant dès la pose du dernier composant. Si difficulté il y avait, il suffirait de reprendre les explications et de suivre les signaux à travers les circuits qui les traitent.

Bien entendu, la mémoire 2716 doit être programmée. Pour cela, nous donnons en figure 13 les coordonnées de câblage des touches. Ainsi par exemple, celles de la touche G sont L3 et C5. Les lignes donnent le poids fort du mot de 6 bits et les colonnes, le poids faible, soit en convertissant 3 et 5 en binaire, 011 et 101, puis en prenant les compléments, 100 et 010, donnant finalement l'adresse de la 2716, soit « 100010 », ce qui vaut 34 en décimal et 22 en hexadécimal. A cette adresse de la mémoire, il faudra trouver le code de ASCII de la lettre g minuscule, soit $67. Et ainsi de suite pour tous les caractères nécessaires.

FIGURE 13

Coordonnées des touches

	Colonnes							
Lignes	**0**	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**	**7**
0	0p	.p	SP	> <	: ;	N n	V v	X x
1	3p	2p	+ =	/ :	? ,	B b	C c	W w
2	4p	BS	CR	M m	K k	H h	F f	S s
3	5p	1p	% ù	L l	J j	G g	D d	Q q
4	6p	LF	§ *	P p	I i	Y y	R r	Z z
5	9p	VT		O o	U u	T t	E e	A a
6	8p	HT	°	0 à	8 —	6 -	4	2 é
7	7p	&)	$ #	9 ç	7 è	5 (	3 "	1 !

N.B. – 0p, 1p... sont le 0, le 1... du pavé numérique. Les cases correspondent au marquage à faire sur les touches.

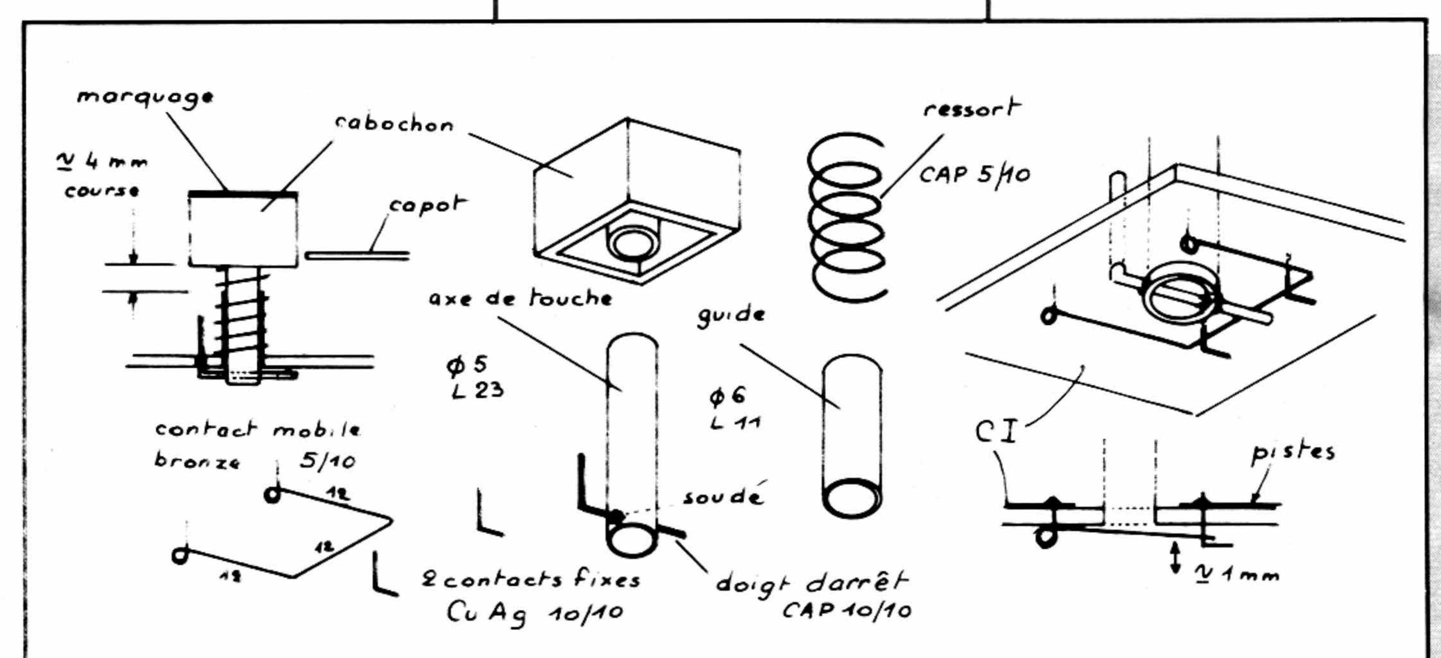


FIGURE 14. – Détails de fabrication d'une touche à double contact. Au repos, le doigt d'arrêt plaque le contact mobile sur le circuit imprimé. Dès le premier millimètre de course, ce contact mobile touche les deux fixes.

Pour vous éviter un casse-tête chinois que nous avons eu, nous pouvons vous fournir le vidage mémoire complet.

5. Les touches

Le clavier dont nous vous donnons la photo a été réalisé conformément à la description ci-dessus, avec des touches D6, ancien modèle, à deux contacts travail. Marque Isostat. Ces touches sont difficiles à trouver. Contacter éventuellement cette maison. A la vérité, nous devons dire que la qualité de ces touches laisse à désirer. Nous les avons cependant utilisées avec une relative satisfaction. D'autres touches à double contact existent sans doute, mais nous craignons que leur prix n'enlève tout intérêt à la réalisation. C'est pourquoi nous allons vous proposer, par la figure 14 et les explications suivantes, la manière de faire facilement d'excellentes touches de clavier.

La réalisation est très simple et ne requiert aucun outillage spécial. La difficulté est uniquement de l'ordre de la patience, car il y a plus de 70 touches à fabriquer. Une méthode de travail en série doit être appliquée. Passons en revue les différentes pièces :

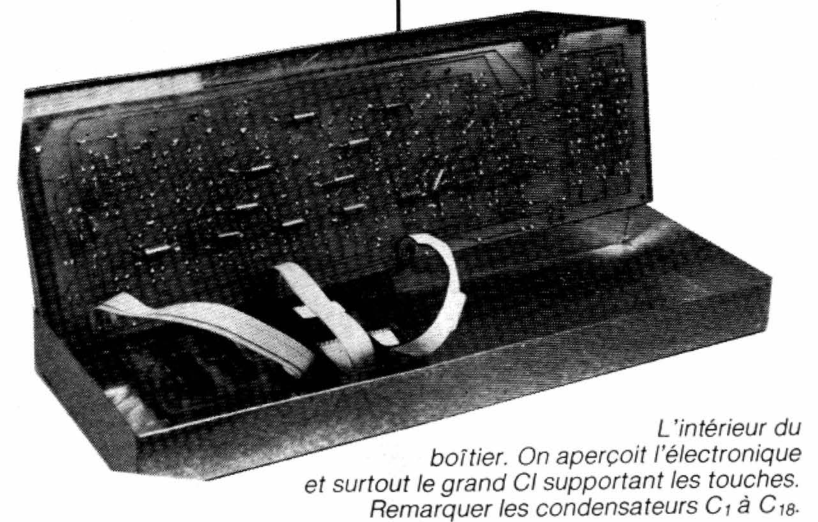
– Le cabochon est une pièce LEGO, élément carré de 16 × 16 mm. Supprimer au cutter les quatre tenons de la face supérieure. Repercer le trou central intérieur à 5 mm.
– L'axe de touche est un tube laiton de 5 mm, L = 23 mm. Percer à la base un trou transversal de 1 mm.
– Le guide d'axe est un autre tube laiton de 6 mm, L = 11 mm. Ce tube est emmanché sur la plaque de base et collé à l'araldite.
– Le ressort de rappel est en C.A.P. de 5/10.
– Le doigt d'arrêt est en C.A.P. de 10/10, soudé sur l'axe.
– Les contacts fixes sont en fil de cuivre argenté de 10/10. On peut aussi utiliser des picots coudés BERG dorés : le grand luxe !
– Le contact mobile est un ressort en fil de bronze. Le souder aux deux extrémités sur la plaque de base, avant la soudure idem des picots fixes.
– L'étiquette de marquage des touches est en Scotchcal noir 8005, protégée par vernis à durcisseur, genre V33.

N.B. : Presque tous ces matériaux se trouvent chez les revendeurs modélistes.

L'ensemble des touches est monté sur un circuit imprimé pouvant assurer les liaisons.

Ce circuit est à dessiner par le réalisateur, en fonction des pièces qu'il utilise réellement. Nous pouvons fournir le film des touches type D6. Rappelons que ce CI doit également supporter les résistances R_1 à R_{22}, R_{26}, les deux LED et éventuellement, si le besoin s'en fait sentir, les condensateurs C_1 à C_{16}. Par contre, C_{17} et C_{18} sont nécessaires.

Nous ne savons pas s'il existe, parmi les lecteurs, un original assez courageux pour entreprendre cette réalisation. Si oui, nous lui promettons une programmation gratuite de sa 2716. Il faut, en effet, savoir récompenser les bonnes volontés. Pour les autres, cet article aura eu le mérite de montrer que rien n'est impossible quand on le veut vraiment.



L'intérieur du boîtier. On aperçoit l'électronique et surtout le grand CI supportant les touches. Remarquer les condensateurs C_1 à C_{18}.



Le clavier terminé et équipé en touches D6. Marquage avec lettres à report direct, vernies au V33.

FIGURE 15

Correspondance entre codes de contrôle et touches

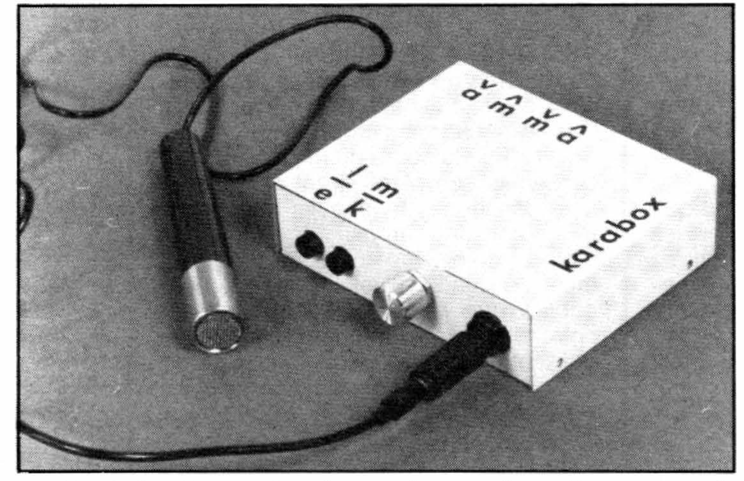
00	NUL	@	08	BS	H	10	DLE	P	18	CAN	X
01	SOH	A	09	HT	I	11	DC1	Q	19	EM	Y
02	STX	B	0A	LF	J	12	DC2	R	1A	SUB	Z
03	ETX	C	0B	VT	K	13	DC3	S	1B	ESC	[
04	EOT	D	0C	FF	L	14	DC4	T	1C	FS	
05	ENQ	E	0D	CR	M	15	NAK	U	1D	GS	]
06	ACK	F	0E	SO	N	16	SYN	V	1E	RS	
07	BEL	G	0F	SI	O	17	ETB	W	1F	US	–

Exemple : Le code « BEL » de valeur hexa $07 s'obtient en faisant « CTRL G », c'est-à-dire en appuyant simultanément sur :
– la touche CTRL (d'abord)
– la touche G (ensuite)

F. THOBOIS

TRANSFORMEZ VOTRE CHAINE HI-FI EN « KARAOKE » AVEC LA « KARABOX »

Les amplificateurs Haute Fidélité, qu'ils nous viennent du Japon ou d'ailleurs, ne possèdent que rarement une prise « microphone » ou « instrument de musique ». L'adaptateur que nous vous proposons de réaliser est destiné à combler cette lacune, il vous permettra de transformer votre chaîne Hi-Fi en « Karaoke », cette « machine à chanter » qui nous vient du Japon (mais aussi d'Autriche). Cet adaptateur dispose d'un préamplificateur micro, à gain variable, qui pourra aussi traiter un signal provenant d'un instrument de musique électronique, clavier, par exemple. Notre adaptateur se branche sur la prise magnétophone de l'amplificateur, mais possède deux prises identiques de façon à accueillir le magnétophone spolié. C'est là le seul mal que peut faire notre fée Karabox.



Karaoke

Aussi longtemps que ce mot d'origine japonaise n'aura pas reçu de traduction officielle, brève, précise et à notre goût, nous continuerons de l'utiliser. On pourrait, peut-être, le traduire par « machine à chanter », mais nous trouvons ce mot impropre car il ne s'agit pas là d'un appareil capable de synthétiser la parole mais, beaucoup plus simplement, d'un ensemble comportant :
– un amplificateur ;
– un ou (le plus souvent) deux magnétophones ;
– une ou deux enceintes acoustiques ;
– et un microphone.

Il fonctionne de la façon suivante :
– sur le premier magnétophone passe la bande orchestre d'une chanson ;
– à l'aide du micro, un chanteur amateur remplace la vedette ;
– tandis que les spectateurs écoutent l'ensemble, voix plus musique, un deuxième magnétophone enregistre le tout.

Ce deuxième magnétophone n'est pas obligatoire.

Notre Karabox possède plusieurs possibilités d'utilisation :
– Vous pouvez d'abord enregistrer votre voix ou celle de vos parents et amis, comme sur tout magnétophone muni d'une prise micro, mais en Hi-Fi, ils se font rares. Vous pouvez aussi vous écouter.
– Vous pouvez laisser votre Karabox en position « attente », alimentation coupée. Dans ce cas, vous utiliserez votre magnétophone comme s'il était branché normalement sur votre amplificateur.
– Vous pouvez l'utiliser en Karaoké, c'est-à-dire lire une cassette de musique sur laquelle vous ajoutez les paroles que vous voulez, et écouter l'ensemble sur votre chaîne. Dans ce cas, vous aurez en outre la possibilité, grâce à une touche, de n'écouter que la musique seule ou l'ensemble.
– Vous pouvez, enfin, enregistrer le tout sur un deuxième magnétophone

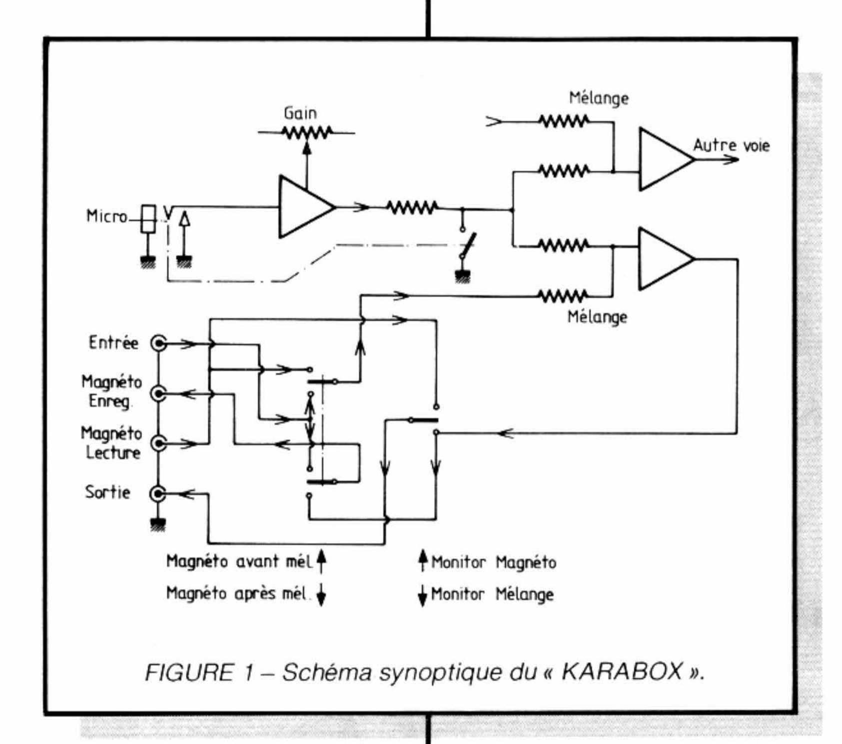


FIGURE 1 – Schéma synoptique du « KARABOX ».

ou sur votre unique magnétophone, mais dans ce cas il faut évidemment que la musique provienne d'un tourne-disque, d'un lecteur de cartouches ou d'un lecteur de disques compacts.

– Le microphone pourra aussi être remplacé par un instrument de musique électronique : clavier ou autre ; en les utilisant successivement, vous pourrez ainsi vous transformer en homme orchestre, mais là nous ne vous garantissons pas le résultat.

Synoptique

Le schéma synoptique, figure 1, permet de suivre le trajet du signal à travers l'appareil. La voie micro dispose d'interrupteurs, le premier sert à mettre l'entrée du circuit à la masse et le second coupe la sortie du préamplificateur micro. Ainsi, lorsqu'on débranchera le micro, le préamplificateur ne fera entendre aucun bruit, d'où l'élimination d'un risque quelconque pour vos enceintes acoustiques. Interrupteurs ouverts, le signal de la voie micro arrive à l'entrée d'un mélangeur.

Monophonique, le signal de l'entrée micro se divise en deux pour rejoindre les deux voies stéréophoniques. Les autres résistances de mélange viennent d'un commutateur. Le commutateur de gauche permet de placer le magnétophone soit avant le mélangeur, pour la lecture d'une cassette sans parole, soit après, pour l'enregistrement.

Le second commutateur se charge de transmettre à la sortie de l'appareil, c'est-à-dire à l'entrée de l'amplificateur, la sortie du magnétophone (fonction monitor) ou la sortie du mélangeur, que ce dernier soit placé avant ou après le magnétophone. Il joue le rôle « tape monitor » de l'ampli. Si maintenant vous avez envie de détailler le cheminement du signal, suivez les flèches, sans oublier que les deux sections reliées entre elles par un trait interrompu symbolisent une liaison mécanique.

On voit qu'il est possible de travailler sans que le montage soit sous tension, il suffit alors d'enfoncer les deux touches.

Schéma de principe

Le schéma de cet appareil présente plusieurs particularités intéressantes : pour éviter d'avoir à débrancher trop souvent l'alimentation, le montage reçoit une tension extérieure. Cette tension sera continue, nous avons adopté une solution particulièrement économique, et adaptée à l'usage présent. Introduire un transformateur dans le boîtier présentait plusieurs inconvénients car nous avons ici une entrée micro, qui doit être sensible. Les transformateurs rayonnent, ce qui entraîne un bruit de fond en sortie, ce dernier pourrait cependant être évité en blindant le transformateur, mais cette solution n'est pas très pratique car, une fois blindé, le transformateur devient encombrant et lourd. Par ailleurs, l'installation d'un transformateur dans le boîtier demande des précautions d'isolement vis à vis du secteur, aussi bien pour le transformateur lui-même que pour le fil d'entrée.

L'alimentation par piles est bien sûr possible ; outre que cette solution est onéreuse, elle demande une surveillance pour éviter de vider les piles et de se retrouver sans énergie au moment de l'emploi. Deux piles de 9 V seraient nécessaires, il est donc plus intéressant de se procurer une alimentation secteur.

Ces alimentations, type multitension et petite puissance, coûtent moins de 70 F, ce qui revient moins cher qu'un transformateur – un condensateur chimique de filtrage – un pont redresseur – un câble d'alimentation et son passe-fil – sans oublier le circuit imprimé nécessaire et le coût supplémentaire du boîtier imposé par la présence du transformateur à l'intérieur du coffret (distances nécessaires pour assurer l'isolement, protection des bornes de sortie, éléments de fixation robustes).

Nous avons choisi une alimentation prévue pour une tension de sortie maximale de 12 V, en charge, et un courant de sortie de 700 mA. Cette alimentation présente une tension à vide d'une vingtaine de volts, ce qui nous permet d'alimenter les circuits intégrés en assurant une confortable réserve de dynamique.

Cette technique d'alimentation peut d'ailleurs être, avec bonheur, appliquée à tous les montages, le transformateur est éloigné des circuits électroniques, on gagne de la place, il n'y a plus de problème d'isolement causé par la présence du secteur à l'intérieur du boîtier.

La tension venue de ces alimentations n'est, en général, pas très bien filtrée, nous avons donc utilisé ici deux remèdes séparés :

– Le premier consiste à placer un circuit de filtrage électronique constitué d'un étage suiveur réalisé à partir d'un transistor monté en collecteur commun et dont la base est alimentée par un circuit RC. La tension d'émetteur suit celle de la base, derrière, un condensateur de 2,2 nF abaisse l'impédance aux fréquences hautes et évite les oscillations parasites du circuit.

– Après le filtre électronique, un autre montage suiveur permet d'obtenir un point milieu. Les deux résistances de 10 kΩ polarisent l'entrée non inverseuse du circuit intégré pour former ce point milieu. La sortie de l'ampli op, reliée à l'entrée inverseuse, délivre une tension continue, située au même niveau que la tension de l'entrée non inverseuse,

CI-1, CI-2 = RC 4559, 2041, TL072, NE5532, LM353. Double ampli op A-F.

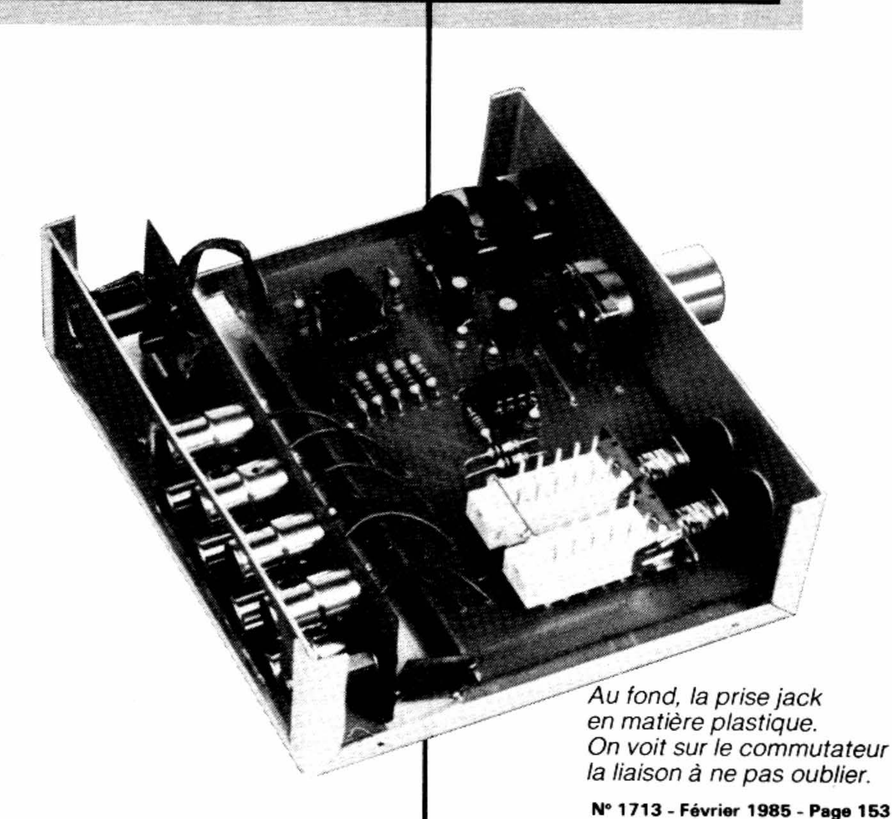
FIGURE 2 – Schéma théorique de l'adaptateur « Karabox ». CI_1, CI_2 : RC 4559, 2041, TL072, NE5532, LM353, double ampli op. A.F.

avec $R_{16} = R_{17}$, nous aurons une parfaite symétrie de la tension d'alimentation, mais aussi de l'ondulation résiduelle. La faible impédance de sortie du montage permet d'avoir un point de masse à basse impédance. Les deux tensions d'alimentation restent parfaitement symétriques par rapport à ce point, qui sert de référence pour la partie audio du montage. Le point milieu présente l'avantage de faciliter la polarisation des étages d'amplification et d'éliminer tout problème de filtrage d'alimentation. Nous avons utilisé ici des amplificateurs opérationnels doubles, il nous fallait bien utiliser le dernier ampli op !

Les circuits audio

Le premier amplificateur est monté en ampli à gain variable. Le jack dispose d'un interrupteur d'entrée que l'on utilise pour deux fonctions :

– en enlevant le jack, on commence



Au fond, la prise jack en matière plastique. On voit sur le commutateur la liaison à ne pas oublier.

par mettre l'entrée à la masse ce qui réduit le bruit de fond d'entrée en fermant l'entrée sur une résistance de faible valeur ;

– un second interrupteur existe sur le jack, il met à la masse, la sortie du préamplificateur. Ainsi, en l'absence de prise, et même si le gain de l'étage est au maximum, on n'entendra plus de souffle en sortie.

Le circuit R_1 C_1 constitue un filtre passe-bas qui élimine une éventuelle présence de tension RF à l'entrée du montage. La résistance R_2 polarise l'entrée non inverseuse du circuit intégré.

L'amplificateur utilise une technique de contre-réaction classique en alternatif, le condensateur C_3 élimine la composante continue et permet d'avoir, en continu, un gain unité, tandis qu'en alternatif, ce gain sera réglé par le rapport des résistances du potentiomètre et de R_3. Le potentiomètre P_1 servira à régler le gain de l'étage. On le choisira logarithmique, ce qui facilitera la manipulation.

R_4 sert uniquement à constituer, avec l'interrupteur, un atténuateur, non pour éviter de faire débiter un signal par le circuit intégré, mais plutôt pour que l'atténuation soit efficace, la résistance de sortie d'un circuit intégré amplificateur opérationnel est, en général, très basse.

Les circuits intégrés de sortie reçoivent un mélange des courants venus des deux résistances et de la sortie, la somme des courants à l'entrée de l'amplificateur opérationnel est nulle (ou presque), l'impédance d'entrée de l'amplificateur étant très élevée. Ce mélange effectue une sommation des tensions placées en amont des résistances R_5 et R_6, d'une part, et R_7 et R_8, d'autre part. Les condensateurs C_4 et C_5 limitent l'amplification aux fréquences hautes et stabilisent le fonctionnement des amplificateurs. Nous avons placé, en sortie, des condensateurs de liaison, les amplificateurs peuvent recevoir une tension continue venue de la sortie du premier étage. Les résistances R_{11} et R_{12} augmentent l'impédance de sortie et évitent tout problème d'oscillation dans le cas d'une liaison avec câble capacitif. Les résistances R_{13} et R_{14} mettent la sortie à la masse pour la composante continue, on évitera, avec elle, un bruit au moment du branchement de l'appareil sur un amplificateur.

Pour les commutateurs, on se reportera aux explications du synoptique, ici, les circuits ont été doublés pour les voies gauche et droite.

Réalisation

L'électronique a été réunie sur deux circuits imprimés de même largeur. L'un des circuits imprimés, étroit, reçoit toutes les prises RCA, prises prévues pour une implantation sur circuit imprimé. Ce circuit imprimé reçoit également la prise d'alimentation associée au circuit de régulation. Il y avait de la place pour lui, inutile donc, d'encombrer le circuit audio !

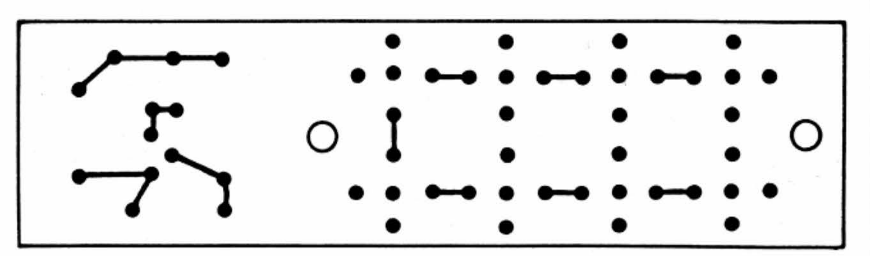


FIGURE 3 – Circuit imprimé des prises et de l'alimentation.

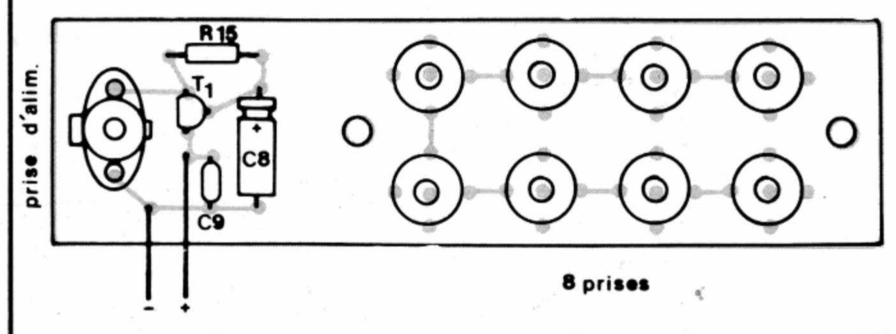


FIGURE 4 – Implantation des composants.

Cette technique de réalisation permet de limiter le nombre de connexions, nous aurions également pu installer des prises RCA à visser en face arrière, ce qui aurait demandé un câblage plus délicat et un repérage soigné. Ici, nous aurons un fil de masse commun (masse audio), un fil par prise, pour véhiculer le signal audio, et deux fils pour l'alimentation.

La prise d'alimentation dispose d'un interrupteur que l'on n'utilise pas ici. Cet interrupteur peut être utilisé pour une alimentation interne par pile même si la place manque un peu à l'intérieur de notre boîtier, mais vous pouvez très bien l'envisager. Les interrupteurs de la prise pour jack ne peuvent être utilisés ici, en effet, le point de masse de l'alimentation n'est pas au potentiel de l'un des pôles des piles (2 piles de 9 V en série). La consommation dépendra des circuits intégrés utilisés.

Dans le cas d'une alimentation par piles, on aura intérêt à installer, en série avec l'alimentation, une diode électroluminescente rouge qui fera peut-être perdre un volt, mais qui aura pour intérêt de faire économiser les piles en rappelant que l'appareil est sous tension. La figure 3 représente le circuit imprimé supportant les prises d'entrée et de sortie. Les prises RCA sont des modèles à 4 pattes de masse et une patte centrale pour le point chaud. Les connexions faites avec le circuit imprimé audio le seront en câblant les prises directement côté circuit imprimé, pas besoin de passer de fil dans les trous. Il n'y a donc pas de trous préparés pour la mise en place d'un fil. Deux trous de 3 mm permettront de placer des entretoises, coupées à la longueur, dans du tube d'aluminium, on peut aussi utiliser des entretoises de 15 mm (il faut 16 mm), associées à une rondelle permettant d'atteindre la cote souhaitée. Les trous de la prise seront percés à 1,5 mm de diamètre.

Les prises RCA sont plaquées contre le circuit ; lors du câblage, on s'arrangera pour qu'elles soient correctement placées, bien perpendiculairement à la

surface du circuit imprimé, et correctement centrées dans les trous du coffret au moment du montage. La prise d'alimentation est fixée par deux morceaux de fil rigide (terminaisons de composants) à la surface du circuit, ce composant n'est pas prévu pour une implantation sur le circuit imprimé.

Quelques composants prennent place sur le circuit imprimé pour la régulation, on fera attention ici au sens de branchement du condensateur de filtrage.

Le second circuit imprimé est représenté figure 5, les commutateurs ont été installés en retrait de la façade, cette disposition sert à ne laisser dépasser les boutons que de l'essentiel : si on les laisse trop dépasser, on distingue mal la position enfoncée ou sortie de la commande, sauf si, bien sûr, les deux touches ne sont pas dans la même position. Ici, pas de problème, le bouton enfoncé reste pratiquement au ras de la façade, plus de confusion possible. Nous avons déjà eu de mauvaises expériences avec des touches de ce type, installées pourtant par des professionnels de la conception (mais peut-être pas de l'ergonomie !). Les trous à percer pour les commutateurs sont au pas de 4 mm, certains de ces trous, comme ceux de la prise jack, sont également à un pas spécifique ; au cas où on utiliserait un autre jack, on devra évidemment adapter le circuit imprimé. La pénurie actuelle en matière de potentiomètres nous joue quelques tours, nous avons prévu un perçage pour deux types de potentiomètres Radiohm que l'on trouve encore, pour d'autres potentiomètres, on devra soit exécuter d'autres trous, soit câbler le potentiomètre par fils.

Pas de précaution particulière à prendre ici, on respectera évidemment le sens de branchement des circuits intégrés ; celui des condensateurs chimiques est ici sans importance, en effet, compte tenu de l'alimentation symétrique, les deux pôles du condensateur sont au même potentiel. Ne pas oublier, avant de câbler le clavier, d'installer le strap situé au-dessous, sinon, vous aurez encore le recours de le placer du côté du cuivre.

Pour éviter de nous compliquer l'existence, nous avons placé un strap entre deux des broches du clavier, ce clavier peut être câblé des deux côtés, autant en profiter...

Une fois tous les composants en place, on coupera quelques morceaux de fil conducteur isolé afin d'assurer la liaison avec les prises de la face arrière. Tous les brins, sauf celui de masse, auront une longueur de 4 cm. On aura intérêt à choisir une couleur différente pour le canal gauche et pour le droit.

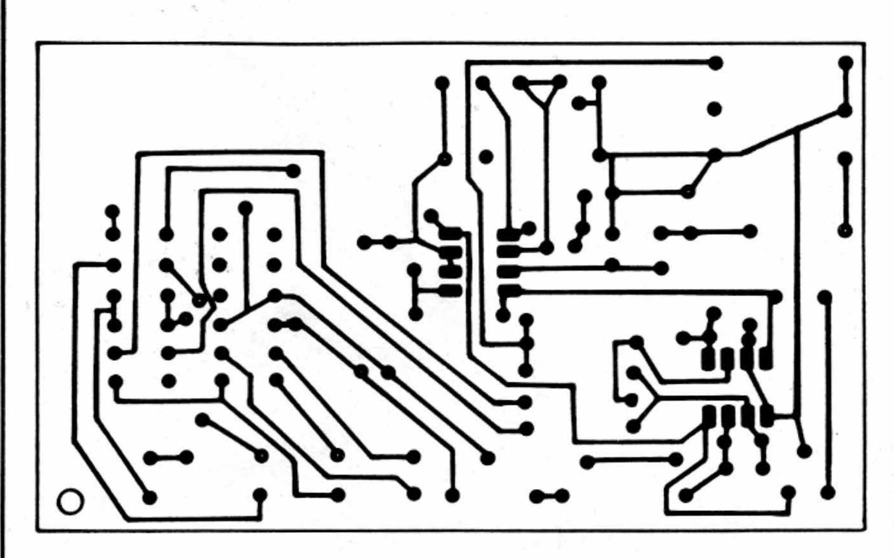


FIGURE 5 – Circuit imprimé du « KARABOX ».

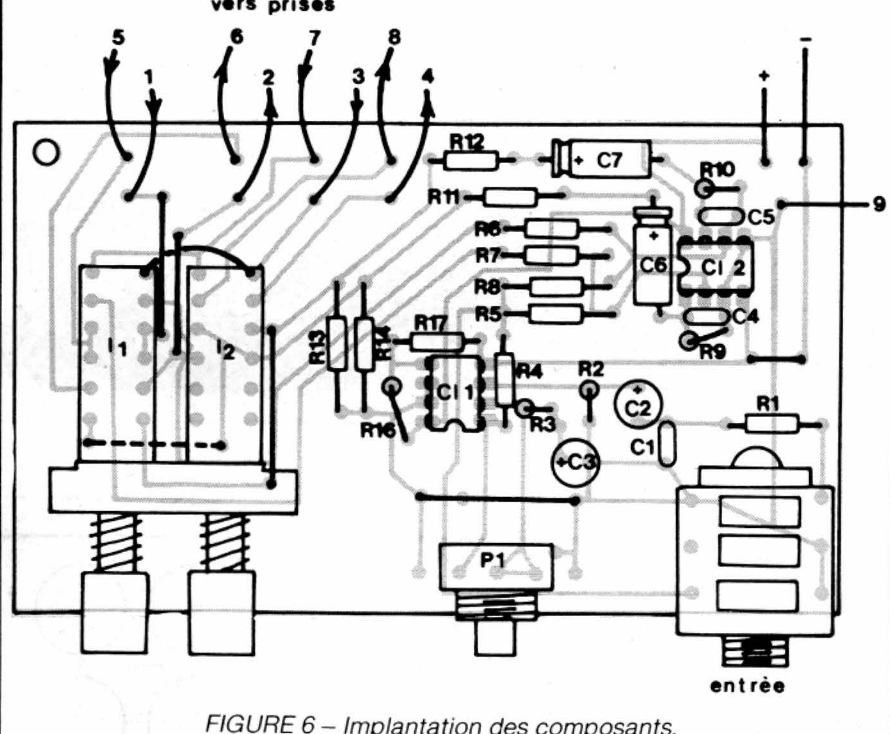
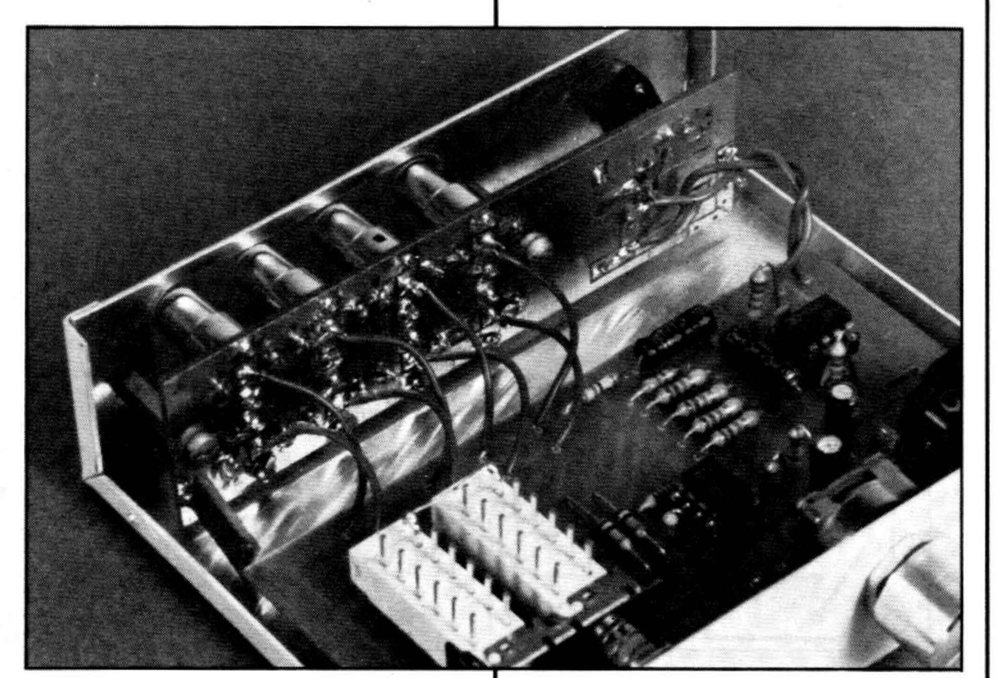


FIGURE 6 – Implantation des composants.



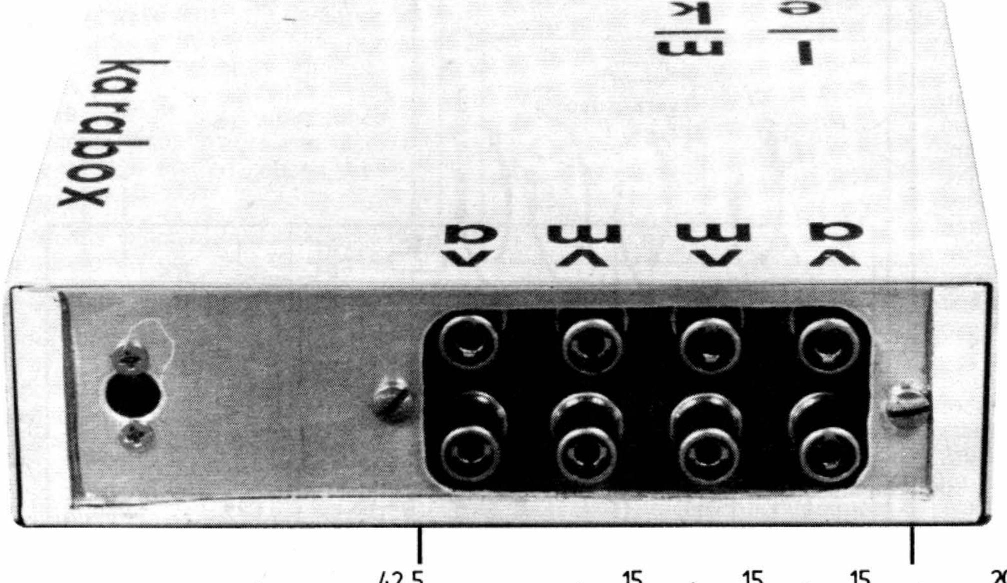
Gros plan sur la face arrière, le câblage est très simple, le circuit imprimé est monté sur entretoises.

Mise en boîte

L'appareil est installé dans une boîte Retexbox en aluminium, ce métal permettant de constituer un blindage utile.

La mise à la masse sera assurée par le potentiomètre. Au cas où ce dernier aurait un canon isolant, on prévoiera un contact au niveau des prises, par le biais des entretoises.
Une adaptation des cotes de perçage sera faite en fonction du potentiomètre : si ce dernier dispose de pattes trop longues – cas de certains modèles originaires de l'Europe de l'Est –, on aura intérêt à pratiquer un montage avec liaison par fils, entre le circuit imprimé et le potentiomètre, les pattes du potentiomètre sortant latéralement.

Dans le cas contraire, le potentiomètre toucherait le couvercle ! Le perçage du boîtier peut se faire assez facilement en utilisant une perceuse électrique munie d'un variateur de vitesse



La face arrière avec, à gauche, la prise alimentation. Au centre, on branche le magnétophone, de part et d'autre, on va vers l'ampli : les flèches indiquent le sens du signal.

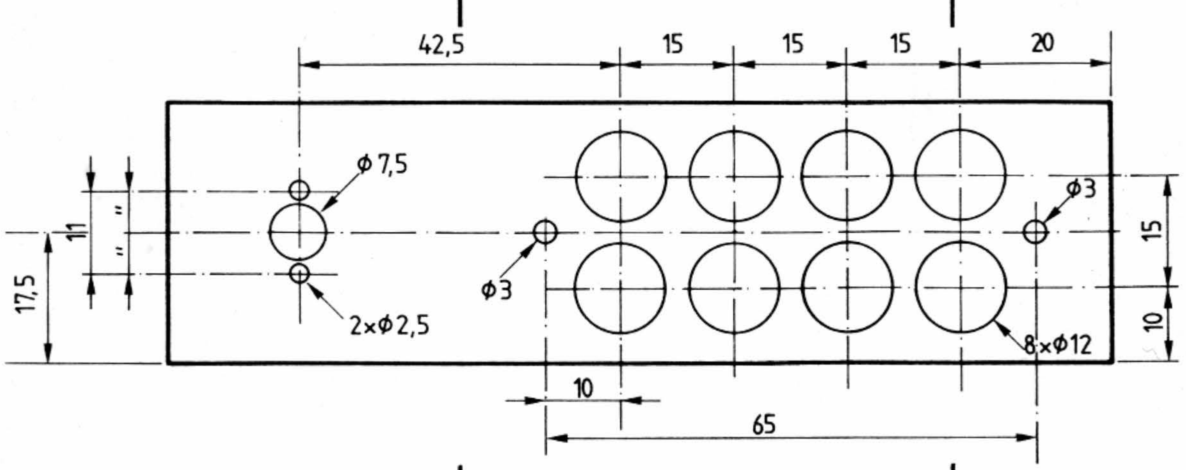


FIGURE 7
Usinage de la face arrière du coffret.

(simple gradateur de lumière), équipée d'un foret à trois pointes, hélicoïdal, prévu pour le bois, et que l'on trouvera dans des centres de bricolage. Un avant-trou de 2,5 mm assurera un centrage correct du foret. On pourra également découper une fenêtre rectangulaire aux angles arrondis peut être plus facile à exécuter si l'on possède une petite scie sauteuse (maxicraft). La finition à la lime s'impose pour ébavurer les trous.

La prise d'alimentation se fixe par l'arrière de la façade, nous avons utilisé deux vis à bois très courtes, à tête fraisée. Attention, nous abordons là un point délicat ! La face arrière, comme le reste du coffret, est mise à la masse audio et non au pôle moins de l'alimentation. Par conséquent, nous avons un risque de court-circuit entre le pôle négatif de l'alimentation et le châssis. Pour l'éviter, on aura intérêt à entourer la partie de la prise qui risque d'entrer en contact avec le châssis d'un morceau de ruban adhésif ou de gaine thermorétractable assez mince. Les têtes des vis risquent aussi d'assurer ce contact. Prudence, un coup de lime sur les têtes pour réduire leur diamètre pourra être profitable.

Une entretoise à l'arrière du circuit imprimé électronique est chargée d'immobiliser le circuit imprimé, surtout lorsque ce dernier n'est pas fixé par l'écrou du potentiomètre.

Essais

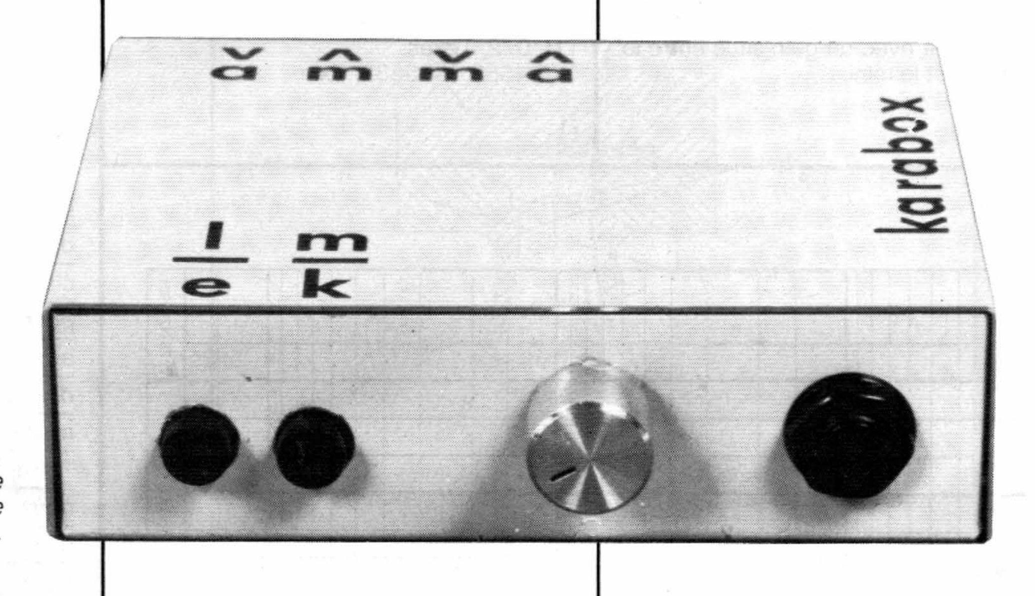
Nous avons soumis l'appareil terminé (et rectifié car il nous arrive de commettre des erreurs !) à notre matériel de mesure. Les circuits intégrés montés sur cet exemplaire sont des XR 4558 d'Exar pour le préamplificateur micro, et un 1458 (type fond de tiroir !) pour le mélangeur. On pourra obtenir de meilleures performances en utilisant des circuits intégrés plus spécifiquement audio comme des RC 20 41 ou des NE 5532. Pour l'alimentation, nous avons une ondulation, à l'entrée, de 25 mV crête-à-crête avant filtrage électronique ; après filtrage, nous avons mesuré moins de 0,5 mV crête-à-crête. La tension d'alimentation était de 20 V, avant filtre, et de 19 V après.

Potentiomètre au maximum, nous avons un gain de 52 dB ; potentiomètre au minimum, ce gain est de – 1 dB.

Pour l'entrée magnétophone, nous travaillons en gain unité, la tension d'entrée se retrouve en sortie.

L'impédance d'entrée du préamplificateur micro est indépendante du gain, elle est de 100 000 Ω environ, valeur de la résistance installée en parallèle sur l'entrée.

La tension de sortie maximale est de + 15 dBm, soit 4,3 V efficaces. A vide, sur charge de 600 Ω, la tension maximale descend compte tenu de la demande en courant et de la résistance interne, on perd environ 6 dB.



La face avant avec son clavier, le potentiomètre de gain et la prise d'entrée.

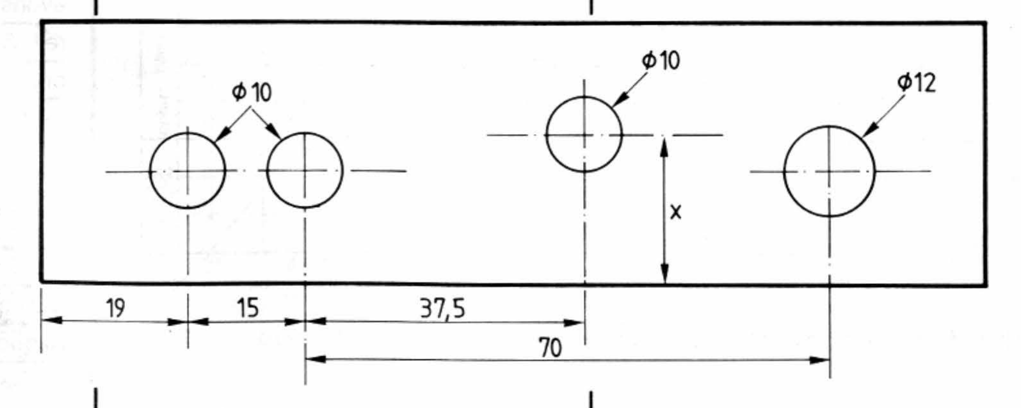


FIGURE 8
Usinage de la face avant du coffret (cote x en fonction du potentiomètre choisi).

saturation, avec le gain maximum, est de moins de 0,02 % ; à 10 kHz, nous avons un taux de distorsion de 0,4 %.

Cette dernière performance peut être améliorée par le choix d'un circuit intégré mieux adapté à un travail à fréquence haute.

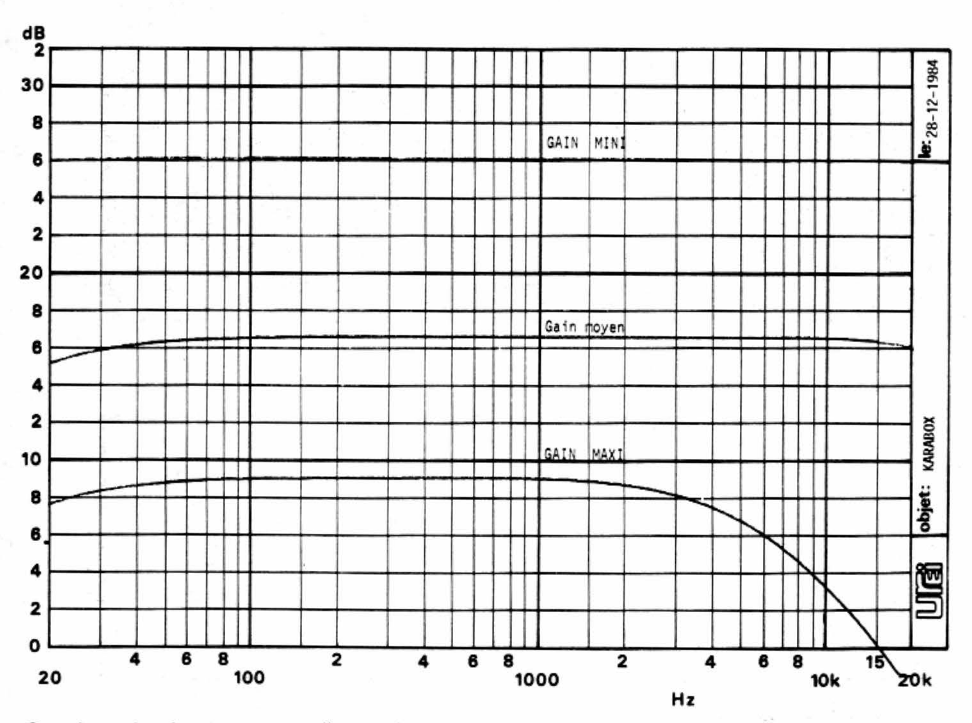
Le bruit de fond, en sortie, est de – 105 dBm avec pondération A et de – 103 dBm sans pondération, le très faible écart des deux valeurs caractérise l'absence totale de ronflement superposé au signal de sortie. Cette première mesure, effectuée au gain mini, est complétée par une autre réalisée, cette fois, avec le gain maximal. Le bruit de fond est alors de – 66 dBm avec ou sans pondération, ce qui nous fait un bruit de fond, ramené à l'entrée, de – 118 dBm, soit moins d'un microvolt.

Trois courbes de réponse en fréquence ont été relevées. On constate que la bande passante change avec le gain, les circuits intégrés ont un gain qui diminue aux fréquences hautes, phénomène normal. La courbe centrale a été relevée avec un gain situé entre le gain maxi et le mini.

Liste des composants

R_1, R_3, R_4 = résistance 1/4 W 5 %, 2 200 Ω
R_2, R_{13}, R_{14} = résistance 1/4 W 5 %, 100 000 Ω
R_5, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{10} = résistance 1/4 W 5 %, 22 000 Ω
R_{11}, R_{12} = résistance 1/4 W 5 %, 470 Ω
R_{15}, R_{16}, R_{17} = résistance 1/4 W 5 %, 10 000 Ω
C_1 = condensateur céramique 100 pF
C_2, C_6, C_7 = condensateur chimique 1 µF, 25 V, C_2 radial, C_6 et C_7 axial
C_3 = condensateur chimique 4,7 µF, 25 V, radial
C_4, C_5 = condensateur céramique 56 pF
C_8 = condensateur chimique 10 µF, 25 V axial
C_9 = condensateur céramique 2,2 nF
P_1 = potentiomètre 470 kΩ ou 1 MΩ log, pour circuit imprimé le plus petit possible
CI_1, CI_2 = circuit intégré RC 4558, 4559, RC 2041, Raythéon
TL 072, Texas
XR 4558, XR 5532, Exar
T_1 = transistor NPN BC 548, 238
Prise jack, stéréo pour circuit imprimé, Cliff Plastics *
Prises RCA, BTOR 1, Lumberg*
Prise alim. NE, Lumberg*
Clavier, 2 touches pousse/ pousse, Isostat*
Boîtier, alu 105 × 125 × 35, Retex*
Alimentation, DEI Pro 84-87, réglée en position 12 V, DEI*
Circuit imprimé, CES*

Les composants repérés * peuvent être obtenus chez CES, 101, boulevard Richard-Lenoir, 75011 Paris. Tél. : 700.80.11.



Courbes de réponse pour divers réglages du potentiomètre de gain micro.

Conclusion

Notre adaptateur KARABOX vous permettra d'utiliser votre chaîne Hi-Fi pour d'autres activités que celle passive qui consiste à écouter des disques et des cassettes.

Grâce à notre petite boîte, vous pourrez l'utiliser comme amplificateur d'un instrument de musique (guitare ou clavier) ou comme accompagnateur pour chanter en famille ou devant vos amis (fonction Karaoké). Le tout, sans détériorer le signal audio, comme le montrent nos mesures.

Sur le plan pratique, cette étude nous a permis de travailler les problèmes de commutation et d'amplification de signaux de faible niveau. Nous avons abouti à la réalisation d'un appareil simple, fiable et agréable à utiliser : on peut enlever l'alimentation sans entendre de « Cloc », ou brancher le micro sans le moindre bruit. Nous avons, enfin, pu aborder le problème d'une alimentation continue à point milieu fictif avec l'emploi d'une technique d'alimentation secteur simple et économique.

E. LEMERY

HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

IV.2 Haut-parleurs à ruban

Ces types de haut-parleurs travaillent sur le même principe que les électrodynamiques, mais en réunissant en un même élément diaphragme et bobine mobile, avec une répartition plus homogène des forces appliquées. Dans le cas d'un ruban rectangulaire, l'application directe de la loi de Laplace indique en effet que, sous l'action conjuguée d'un champ magnétique B et d'un courant I parcourant un conducteur de longueur ℓ, celui-ci est soumis à une force uniforme $F = B\ell I$.

Une réalisation classique, dont une première commercialisation semble due à la firme anglaise EMI (1945), a ensuite été reprise par Kelly (fig. 59). Elle est réservée au registre aigu, à la condition d'être complétée par un pavillon pour en améliorer le rendement.

La modélisation d'un tel haut-parleur est complexe, notamment en raison de l'existence des fentes nécessaires à la liberté de déplacement du ruban [17]. L'équivalent analogique obtenu (fig. 60) montre une structure passe-bande où la fréquence de coupure supérieure varie comme 1/de (d = masse volumique du matériau, e = épaisseur du ruban) et comme $B^2/\rho d$ (ρ = résistivité du matériau). On en tire les conclusions pratiques suivantes :

– Il faut réduire le plus possible l'épaisseur du ruban.

– Il faut adopter un matériau pour lequel le produit ρd est le plus faible possible.

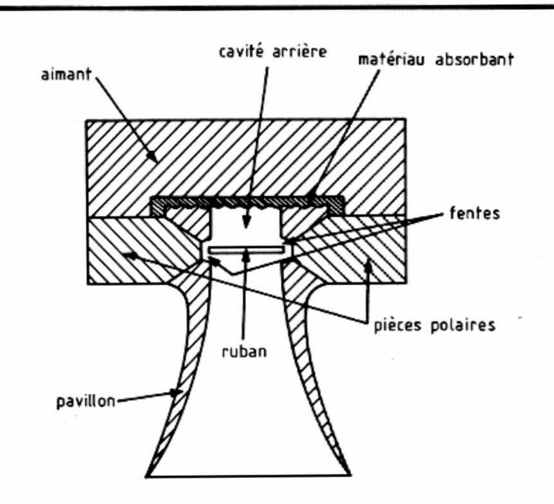


FIGURE 59. – Haut-parleur à ruban muni d'un pavillon exponentiel ou caténoïdal (solution Kelly). La masse du ruban en duralumin est de l'ordre de 10 mg.

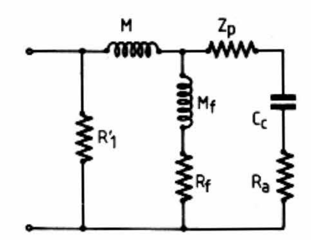


FIGURE 60 Equivalent électrique du circuit mécano-acoustique d'un haut-parleur à ruban à un seul pavillon et charge acoustique arrière.

C_c = elasticité de la cavité arrière.
R_a = amortissement arrière.
R_1 = résistance du ruban.
M = masse du ruban.
Mf, Rf = composantes inductive et résistive de l'air à travers les fentes latérales.
Zp = impédance de l'embouchure du pavillon.

– Il faut un champ magnétique important pour obtenir un rendement de l'ordre du pour-cent.

Sur le premier point, on obtient une robustesse acceptable avec une épaisseur de quelques microns. La deuxième condition est remplie en faisant choix de l'aluminium (suivi de très près par le magnésium et le duralumin).

La réalisation correspondant à la figure 61 fait appel à un ruban en Mylar aluminisé de 2,5 microns d'épaisseur dont le poids avoisine 10 mg, soit 20 fois moins qu'une membrane de tweeter classique. Les cannelures transversales permettent d'abaisser la fréquence de résonance propre du ruban à quelques dizaines de hertz tout en rigidifiant la structure dans le sens transversal (1).

La fragilité relative de la membrane impose certaines précautions d'emploi visant à réduire la puissance appliquée en basse fréquence, ce qui est obtenu

(1) Le courant qui se concentre sur les bords y crée des forces électromagnétiques supérieures qui ont tendance à déformer le ruban.

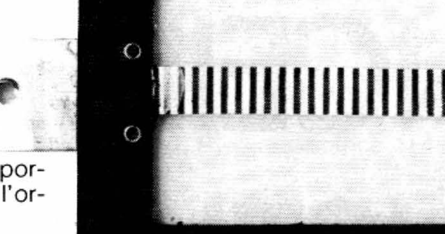


FIGURE 61. – Elément rayonnant d'un haut-parleur d'aigu à ruban (réalisation DECCA). Dimensions du ruban : 8 mm × 56 mm.

par filtrage à pente d'atténuation au moins égale à 12 dB/octave en dessous de 5 kHz. L'amortissement des mouvements de grande amplitude est par ailleurs réalisé au moyen de points de friction siliconés judicieusement choisis.

Un tel diaphragme a une faible directivité dans un plan horizontal, grâce à la faible largeur du ruban (hauteur 56 mm, largeur 8 mm). Une conception à rubans cylindriques permet d'obtenir un rayonnement omnidirectionnel [18].

L'adaptation entre l'impédance du ruban (quelques dizièmes d'ohms) et l'impédance nominale impose le recours à un transformateur dont l'inductance de fuite, ainsi que la résistance ramenée au secondaire, devront être aussi réduites que possible, ce qui est facilité par le choix d'un circuit ferrite à faible entrefer, assez éloigné de l'aimant pour éviter toute saturation.

Plusieurs perfectionnements ont été apportés récemment à ce type de haut-parleur :

1° en remplaçant le ruban métallique par une membrane polyamide à conducteurs aluminium déposés par évaporation (technique déjà décrite – voir fig. 58) ;

2° en modifiant le profil des pièces polaires (biseautage) ;

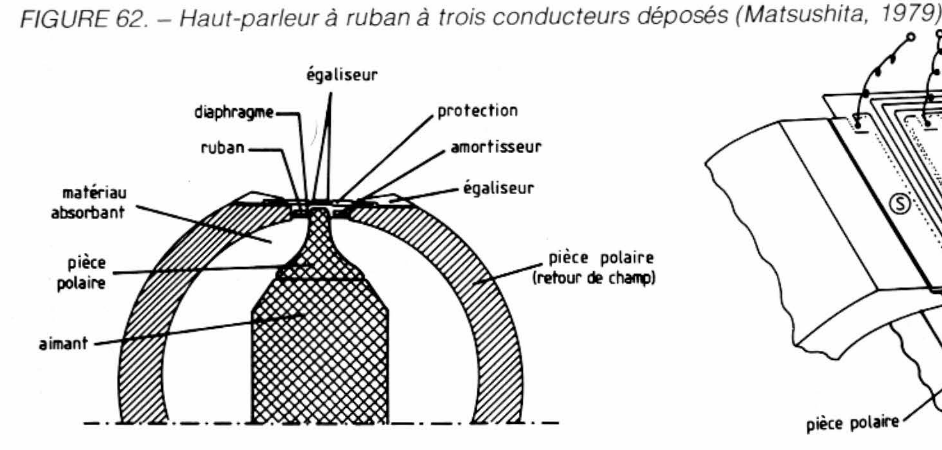
3° en adjoignant des égaliseurs.

Ce faisant, la firme Matsushita a obtenu avec le modèle de la figure 62, les avantages suivants :

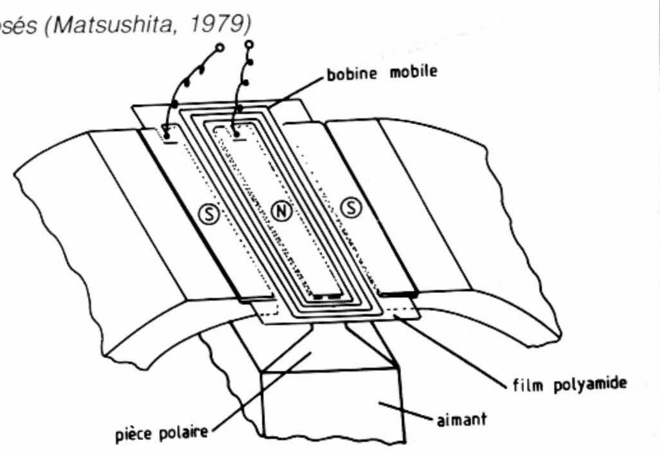
– constance du champ magnétique dans le plan du ruban ;

– meilleure répartition du courant guidé par les conducteurs (d'où découle une moindre déformation de l'élément mobile) ;

FIGURE 62. – Haut-parleur à ruban à trois conducteurs déposés (Matsushita, 1979)



a) vue en coupe ;



b) détail du circuit magnétique.
La membrane est en polyamide 7,5 µm résistant à une température de 435° C. Conducteurs d'aluminium d'épaisseur 6 µm. Masse totale : 8 mg.

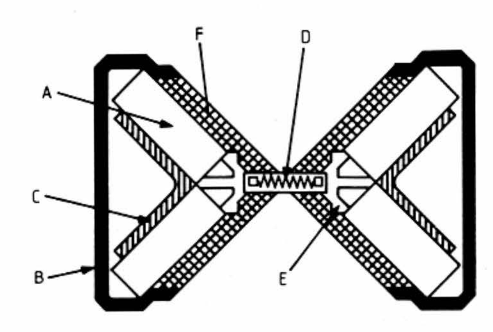
– dissipation thermique moins concentrée (répartie sur les deux sections de conducteurs) ;
– régularisation des lobes de directivité grâce à l'adjonction d'un égaliseur frontal qui sépare le rayonnement des deux sections de bobine mobile ;
– suppression du transformateur habituel.

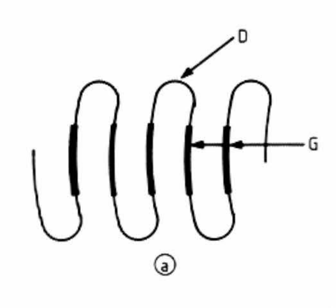
Le transformateur mécano-acoustique de O. Heil (1969) reprend le principe du ruban en lui associant une transformation de vitesse. La figure 63 en illustre le fonctionnement.

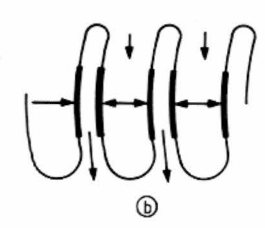
Le ruban plissé, constitué ici d'une membrane plastique de 12 microns d'épaisseur, est revêtu d'une série de bandes conductrices parallèles de façon que les forces engendrées par le passage du courant tendent à faire varier la largeur des plis, le tout recouvert d'un nylon isolant évitant tout court-circuit accidentel en cas d'amplitude importante.

Dans un tel transformateur, la vitesse de l'air projeté (ou aspiré) est accélérée d'environ cinq fois par rapport à celle de la membrane, ce qui concilie à la fois faible inertie et rendement élevé dans une bande de fréquence couvrant le registre médium-aigu.

La symétrie avant/arrière assure une directivité polaire de type doublet. Le rendement est amélioré par une disposition angulaire des pièces polaires constituant une amorce de pavillon.







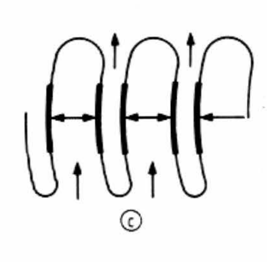


FIGURE 63. – Transformateur acoustique de Hall. Vue en coupe et principe de fonctionnement. A) aimant céramique. B) boîtier en matière plastique.
C) cornière en acier. D) diaphragme (film plastique téflon. E) dispositif de centrage. F) pièces polaires. G) bandes conductrices en aluminium. Les bandes conductrices du plissage en accordéon étant parallèles à la direction du champ magnétique excitateur, les forces engendrées par le passage du courant tendront à faire varier la largeur des plis. En l'absence du courant modulé (a), les plis incurvés du diaphragme en film plastique du transformateur acoustique de Heil sont tous identiques. Puisque le courant traverse en sens inverse deux bandes contiguës, les deux flancs d'un même pli sont soumis à des forces opposées (b) qui chassent l'air contenu à l'intérieur du pli, ou au contraire l'y aspirent (c).

IV.3 Systèmes électrostatiques

La conception des haut-parleurs électrostatiques procède de l'idée d'exploiter les forces créées par des charges de signes opposés apparaissant sur les armatures d'un condensateur plan. Afin de linéariser les déplacements d'une des armatures par rapport à l'autre restant fixe, il faut :
– soit polariser par une tension continue élevée (1 000 à 2 000 V) ;
– soit recourir à un montage push-pull, désormais seul utilisé pour éliminer l'harmonique 2, en choisissant pour R une valeur très élevée de façon à faire travailler chaque condensateur à charge constante (on se reportera à la figure 1 du chapitre I pour différencier ces deux types).

En utilisant le principe des travaux virtuels, on établit, dans le premier cas :

W (énergie du condensateur isolé)

$$= \frac{1}{2}\,\frac{Q^2}{C} \text{ avec } C = \frac{\epsilon_0 S}{a}$$

(Q = charge également distribuée sur les deux armatures, a = distance entre les électrodes, ϵ_0 = constante diélectrique).

F (force d'attraction)

$$= -\frac{dW}{da} = -\frac{1}{2}\,\frac{Q^2}{\epsilon_0 S}$$

soit, avec Q = CV :

$$F = -\frac{1}{2}\,\frac{\epsilon_0 S}{a^2}\,V^2$$

Expression qui montre, comme dans le cas d'un écouteur électromagnétique, la présence d'une forte distorsion par harmonique 2 dans le cas d'un haut-parleur à simple effet, sauf si on polarise au moyen d'une composante continue V_0 telle que :

$V = V_0 + v$ (v = tension modulante).

Dans ce cas, l'expression de la force prend la forme :

$$F = -K\,(2\,V_0 v + v^2)$$

expression qui tend vers :

$$F = -2\,KV_0 v$$

pour les faibles modulations avec

$$V_0 \geqslant 10\text{ V}.$$

Dans le cas du montage push-pull (fig. 64), on symétrise le fonctionnement :

$$F = \frac{\epsilon_0 S}{2}\left[\frac{(V_0+v)^2}{(a_0-a)^2} - \frac{(V_0-v)^2}{(a_0+a)^2}\right]$$

a_0 = distance entre armature et membrane au repos.

Pour les faibles déplacements, en linéarisant l'expression ci-dessus, on aboutit à :

$$F = \frac{2\,\epsilon_0\,.\,SV^2}{a_0^2}\left(\frac{a}{V_0} + \frac{a}{a_0}\right)$$

expression où le deuxième terme est l'analogue d'une force contre-électromotrice obtenue par déplacement de la membrane avec v = o.

Pour une fréquence supérieure à la fréquence de coupure définie par la constante de temps RC, aucun courant ne circule dans la branche R ; on vérifie alors $i_1 = i_2$. La charge de chaque capacité est alors la même en valeur absolue (d'où le nom de push-pull à charge constante), cette charge

change simplement de côté au rythme de la modulation.

En pratique, la résistance R est obtenue en dotant la membrane d'une faible conductivité (10^7 à $10^9\ \Omega$), par exemple en pulvérisant une solution de graphite pulvérulent traité mécaniquement après application (opération de gommage). Ceci permet en même temps d'amortir les résonances en bloquant les charges qui, si elles circulaient librement, viendraient s'accumuler en certains points et faciliteraient ainsi la concentration des forces électrostatiques. On assure ainsi l'équilibre statique par une légère tension de la membrane (environ 5 g/cm), de façon à éviter que les forces électrostatiques ne court-circuitent un des condensateurs en l'absence de modulation. C'est probablement là que réside la principale difficulté de réalisation pour maintenir dans le temps les caractéristiques mécaniques nominales.

Il existe peu de variantes à la réalisation classique préconisée dès 1930 par Voigt et Lorenz : une membrane métallisée tendue devant une grille perforée jouant le rôle d'électrode fixe, doublée pour fonctionnement en push-pull (fig. 65). A noter cependant l'intérêt de remplacer les grilles perforées par des rangées de fils parallèles beaucoup plus « transparentes » (solution Janzen).

Pour pallier l'inconvénient de l'alimentation externe, certains laboratoires ont tenté d'utiliser des électrets (2) dont l'usage est courant dans les microphones [19].

Dans la réalisation de type symétrique du laboratoire Matsushita, la membrane est constituée d'un film polyester de 4 μ d'épaisseur, métallisée au palladium, insérée entre deux électrets perforés (voir fig. 66). Cette disposition présente l'avantage de séparer complètement les électrets, qui constituent des électrodes fixes, de la partie mobile. On peut ainsi augmenter librement l'espace diaphragme-électret en fonction de l'amplitude vibratoire souhaitée.

Le principal avantage attaché à cette technologie est :
– la légèreté de la membrane, souvent en Mylar (3) (3 mg/cm²) sous épaisseur typique de 20 μ).

Les inconvénients étant :
– une certaine fragilité (perte d'isolement et variation de la tension de la membrane) ;
– nécessité de disposer d'une source de polarisation continue ;
– impédance fortement réactive (risque d'amorçage d'amplificateurs mal conçus pour une charge capacitive de l'ordre de 2 000 pF pour un modèle à simple effet, jusqu'à 2 μF pour un modèle à double effet) ;

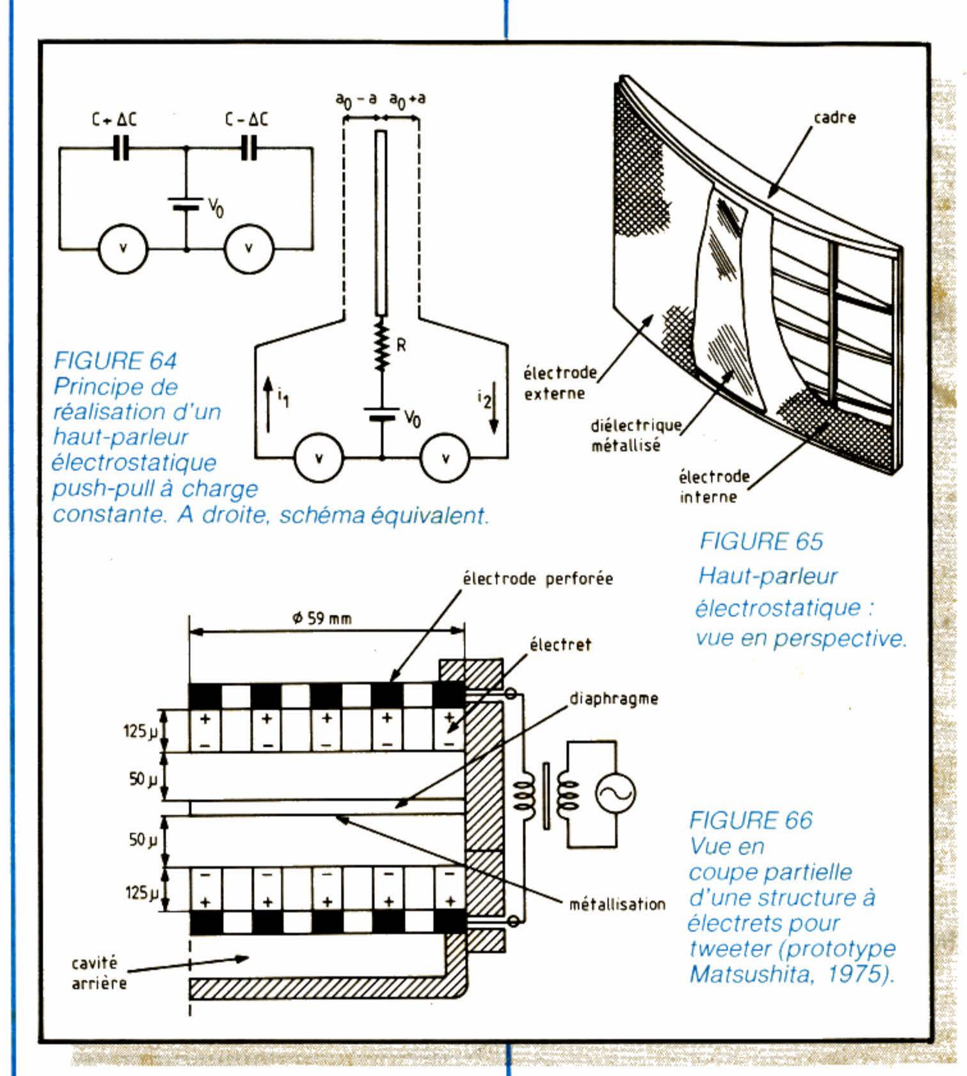


FIGURE 64
Principe de réalisation d'un haut-parleur électrostatique push-pull à charge constante. A droite, schéma équivalent.

FIGURE 65
Haut-parleur électrostatique : vue en perspective.

FIGURE 66
Vue en coupe partielle d'une structure à électrets pour tweeter (prototype Matsushita, 1975).

– faible rendement ;
– directivité élevée avec lobes secondaires accentués ;
– risque d'ionisation spontanée.

La nature de ces inconvénients explique que cette technologie soit toujours réservée aux haut-parleurs d'aigu, hormis quelques réalisations à large bande obtenues par spécialisation de panneaux électrostatiques, tel le premier modèle de P.J. Walker (4) (datant de 1955) qui est composé d'un panneau central réservé aux aigus, encadré de deux panneaux spécialisés dans le grave.

(à suivre) **P. LOYEZ**

(2) Ainsi dénommés par analogie avec le terme anglais « magnet » parce que possédant une polarisation électrique permanente. Ils sont constitués aujourd'hui à base des films polymères très isolants (Mylar, Teflon, polypropylène), métallisés sur une ou deux faces. La polarisation d'origine interne est obtenue en fabrication par refroidissement sous champ électrique du matériau préalablement chauffé. Une polarisation externe est obtenue par décharge dans un gaz (effet Corona).

(3) Le nylon présente naturellement une résistivité superficielle comprise entre 2.10^9 et $10.^{12}\ \Omega$ pour une humidité atmosphérique comprise entre 40 et 95 % (ambiance habituelle des pays occidentaux). C'est pourquoi la firme Quad utilise aujourd'hui un diaphragme en Mylar enduit d'un composé à base de nylon.

(4) Brevet conjoint de Acoustical, Ferranti, P. Walker et T. Williamson, déposé le 18 octobre 1951.

Bibliographie

[16] Mc LACHLAN : « Elements of Loudspeaker Practice ». Dover Editeur.
[17] R. LAFAURIE : « Le haut-parleur à ruban ». Revue du son nᵒˢ 45 et 46 (janvier et février 1957).
[18] ALES BOLESLAV : « Wide range ribbon electrodynamic loudspeakers ». Tesla Electronics, 4/70.
[19] NARAJI SAKAMOTO, TOSHIYUKI GOTOH, NOBUHISA ATOJI et TAKAHISA AOI : Communication à la 52ᵉ convention de l'AES, New York, oct./nov. 1975.

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE

Après avoir vu, dans notre précédent numéro, les diverses techniques classiques de décodage d'adresses, nous allons étudier aujourd'hui le décodage d'adresses par PROM qui préfigure l'utilisation des réseaux logiques programmables. Nous examinerons ensuite comment procéder pour la mise en œuvre des amplificateurs de bus, ce qui nous amènera tout naturellement à concevoir une carte mémoire à usage général dont le synoptique pourra vous servir dans quasiment toutes vos études ultérieures puisque, comme nous vous l'avions annoncé en début de cette série : la micro-informatique, c'est très simple !

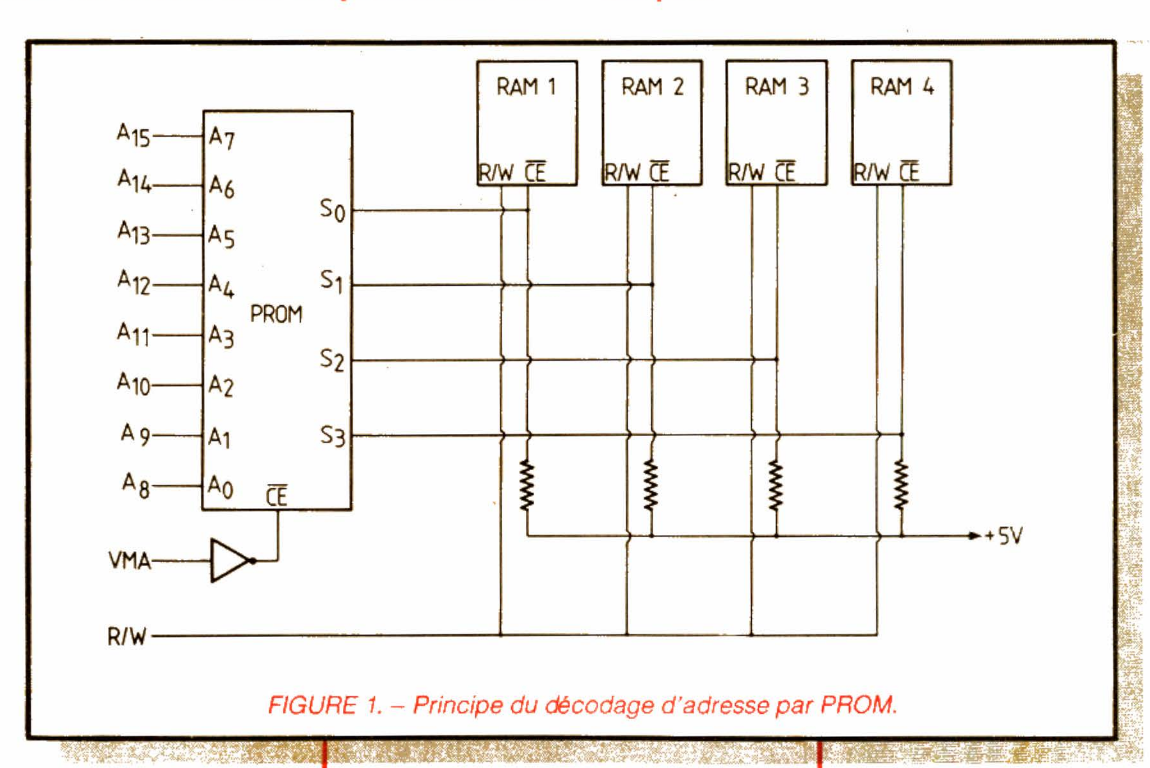


FIGURE 1. – Principe du décodage d'adresse par PROM.

Décodage d'adresse par PROM

Les schémas que nous vous avons présentés le mois dernier donnent, ainsi que nous l'avions indiqué, toute satisfaction ; pourquoi donc tant insister sur le décodage d'adresse par PROM que nous voulons vous présenter ci-après ? Pour plusieurs raisons très valables que nous allons vous exposer et que vous pourrez constater par vous-même.

Dans un système informatique figé, ce qui est le cas de la majorité d'entre eux puisque seuls les systèmes de développement pour microprocesseurs ne vérifient pas ce qui suit, les adresses des cartes sont fixées une fois pour toutes lors de la conception du montage et ne sont pas modifiées par la suite. Les schémas présentés le mois dernier sont donc trop « puissants » puisqu'ils permettent de choisir les adresses décodées. De plus, et en raison de cette possibilité, ces schémas sont coûteux en composants, non pas tellement à cause du prix de ceux-ci (une porte TTL LS coûte environ 2,00 F), mais plutôt à cause de la place qu'occupent ceux-ci sur le circuit imprimé recevant la carte et de l'accroissement de complexité du dessin de ce même circuit imprimé qu'ils entraînent. De plus, si l'on veut une finesse de décodage un tant soit peu importante, le schéma s'alourdit très rapidement puisque, dans le cas du décodeur à OU EXCLUSIFS, il faudrait 8 portes et 9 résistances rien que pour prendre en compte les lignes d'adresses de A_8 à A_{15}.

Le décodage par PROM permet de

réduire très fortement le nombre de composants utilisés dans la circuiterie de décodage tout en autorisant une évolution ultérieure du montage puisqu'il est toujours possible de remplacer une PROM par une autre ayant un contenu différent sans avoir à changer quoi que ce soit au circuit imprimé qui la supporte ; ce qui ne serait pas le cas avec un décodage à logique câblée une fois pour toutes par exemple.

Examinons le schéma présenté figure 1 : nous y voyons une carte mémoire hypothétique supportant 4 boîtiers que nous prendrons de 1 K-mots de 8 bits pour simplifier nos explications. Les lignes d'adresses issues du BUS du système aboutissent sur les entrées adresses de la PROM tandis que sa patte de validation reçoit VMA. Cela permet de n'activer la PROM que lorsque les adresses présentes sur le BUS sont valides. Regardons maintenant la figure 2 qui nous indique comment a été programmée la mémoire utilisée. Nous y voyons que sur l'étendue de ses adresses allant de 00 à 0F toutes ses sorties sont à 1, ce qui signifie que les mémoires auxquelles ces sorties sont reliées ne seront pas activées puisqu'elles disposent d'entrées de validation actives au niveau bas. Puisque ce sont les lignes A_{15} à A_8 qui arrivent respectivement sur A_7 à A_0 de la PROM, cela signifie que pour A_{15} à A_8 variant de 00 à 0F, notre carte mémoire ne sera pas validée. Cela signifie encore, si l'on considère toutes les adresses du BUS, que notre carte mémoire ne sera pas validée de 0000 à 0FFF.

Si nous continuons l'examen du tableau de la figure 2, nous constatons que de 10 à 13, la sortie S_0 de la PROM est au niveau bas, ce qui signifie que pour A_{15} à A_8 du BUS variant de 10 à 13, la RAM 1 située sur notre carte sera validée ; en d'autres termes, si l'on considère le BUS d'adresse au complet, la RAM 1 se trouvera de 1000 à 13FF.

Vous pouvez poursuivre le raisonnement et vérifier le contenu du tableau 2 comparativement aux indications d'adresses données pour les RAM. Remarquez les fantaisies permises par le décodage par PROM : la mémoire RAM 2 apparaît dans deux champs d'adresses complètement différents puisqu'on la trouve de 1 400 à 17FF et de C000 à C3FF. Cela peut parfois être très utile et est assez délicat à réaliser avec les modes de décodage vus le mois dernier.

Lorsque l'on compare la figure 1 avec ce que nous aurions dû faire pour réaliser un décodage identique en utilisant des portes et des décodeurs 2 vers 4 par exemple, le gain en nombre de circuits est évident. Une PROM du type de celle utilisée (256 mots de 4 bits) existe en un boîtier 16 pattes et remplace ainsi un minimum de 3 boîtiers 16 pattes classiques.

Cependant, dans l'exemple de la figure 1, l'intérêt de la réduction du nombre de boîtiers utilisés n'est pas flagrant puisque l'on passe de 3 à 1. Pour vous convaincre un peu mieux, nous allons étudier maintenant la figure 3 qui reprend le même principe mais avec 2 PROM utilisées pour décoder les adresses de circuits d'interface. Pourquoi ce choix ? Tout simplement parce que, comme nous l'avons indiqué précédemment, un circuit d'interface quelconque est vu du microprocesseur comme une mémoire de très petite taille ; cette taille correspondant au nombre de registres contenus dans le circuit, nombre qui varie de 2 à 16 environ pour les circuits les plus complexes. Dans ces conditions, il est évident que si vous ne voulez pas que les circuits d'interface occupent inutilement de la place dans votre système en étant décodés partiellement, il faut trouver une solution simple de décodage total. Le décodage par PROM apporte celle-ci puisque, avec deux PROM du type déjà vu (256 mots de 4 bits), il est possible de décoder totalement jusqu'à quatre circuits d'interface sans circuit annexe et ce quel que soit le nombre de registres internes de chaque circuit.

La figure 3 nous montre la mise en œuvre ridiculement simple de ce mode de décodage : la première PROM (PROM 1) décode les 8 bits d'adresses de poids fort comme dans l'exemple de la figure 1 ; lorsque l'adresse voulue se présente, sa sortie S_0 passe à 0, validant ainsi PROM 2 qui décode alors les 8 bits de poids faible et les utilise pour valider le bon circuit sur l'intervalle d'adresses correspondant exactement au nombre de ses registres internes. Pour vous en convaincre, il n'est que de consulter la figure 4 qui présente le tableau de codage des deux PROM, étant entendu que nous avons, pour le remplir, fait les suppositions suivantes : le circuit numéro 1 dispose de 16 registres internes, le 2 de 2, le 3 de 4 et le 4 de 4 également. Le circuit 1 est placé de 8010 à 801F, le 2 de 8020 à 8021, le 3 de 8004 à 8007 et le 4 de 8000 à 8003. Nous vous invitons à vérifier le contenu du tableau de cette figure 4 afin de vérifier nos dires ; cela constitue

Adresse PROM	S_0	S_1	S_2	S_3	Adresse mémoire validée	
00 à 0F	1 1	1 1	1 1	 1		Néant
10 à 13	0 0	1 1	1 1	1 1	1000 à 13FF	RAM 1
14 à 17	1 1	0 0	1 1	1 1	1400 à 17FF	RAM 2
18 à BF	1 1	1 1	1 1	1 1		Néant
C_0 à C_3	1 1	0 0	1 1	1 1	C000 à C3FF	RAM 2
C4 à C7	1 1	1 1	1 1	0 0	C400 à C7FF	RAM 4
C8 à CB	1 1	1 1	0 0	1 1	C800 à CBFF	RAM 3
CC à FF	1 1	1 1	1 1	1 1		Néant

FIGURE 2 Tableau de programmation de la PROM de la figure 1. Voir texte.

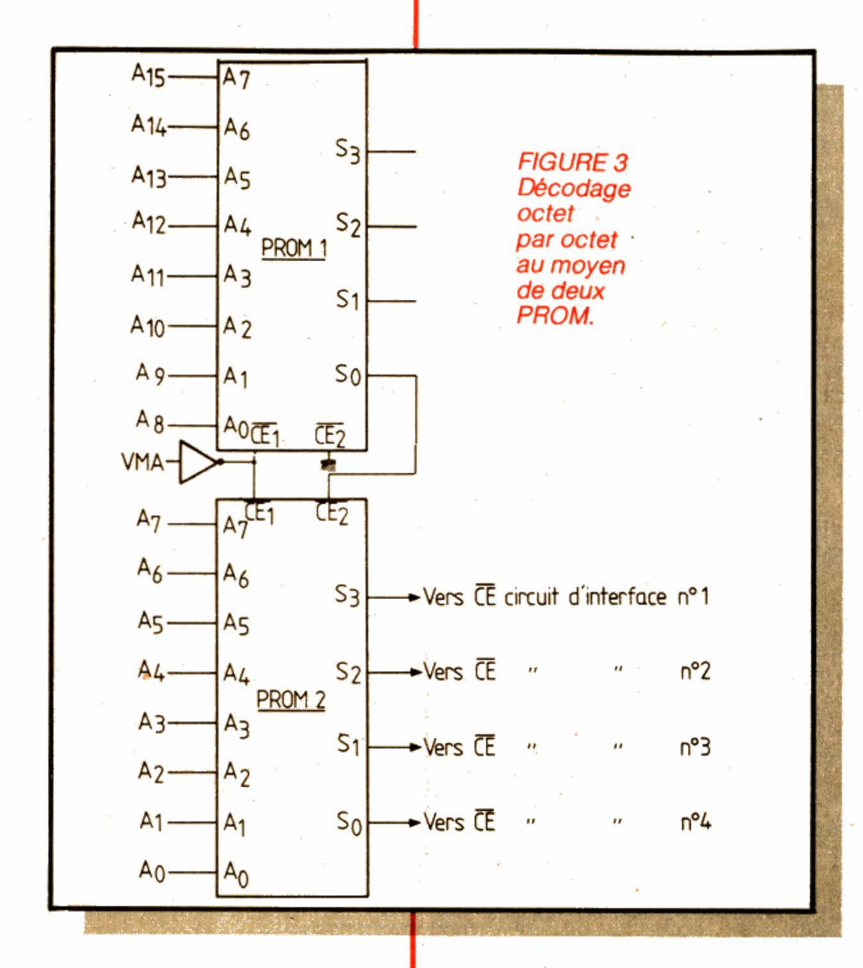


FIGURE 3 Décodage octet par octet au moyen de deux PROM.

un bon exercice. Un autre excellent exercice consiste à réaliser un tel décodage aussi précis en utilisant des circuits TTL classiques pour voir le nombre de boîtiers utilisés.

Ces petits exposés vous ont, nous l'espérons, permis de comprendre le principe du décodage d'adresses par PROM ; pour compléter votre information nous allons vous présenter ci-après les avantages que peut trouver un industriel (mais pas forcément un amateur, qui n'a pas les mêmes buts ni les mêmes contraintes) à l'utilisation massive de ce mode de décodage :

– Réduction du nombre total de boîtiers sur une carte.

– Simplification du dessin du circuit imprimé due à la réduction ci-avant.

– Simplification du travail d'étude de la carte puisqu'une partie de la logique se trouve ainsi réduite à une programmation de mémoire.

– Réduction du stock de circuits intégrés nécessaire puisqu'il suffit de stocker des PROM vierges qui seront programmées à la demande ; donc, réduction des coûts.

– Protection aisée de la copie du matériel par un concurrent indélicat puisque sans les informations de programmation, un schéma comportant plusieurs PROM devient très vite inextricable.

– Possibilité d'évolution ultérieure du système sans avoir à repenser le circuit imprimé puisqu'il suffit de changer le contenu de la PROM pour modifier la configuration des adresses, ce qui est impossible avec de la logique câblée pure.

En résumé, ces quelques lignes vous permettent de comprendre pourquoi le décodage d'adresses par PROM se généralise, surtout depuis quelque temps avec la baisse de prix des PROM bipolaires.

Adresse PROM 1	S_0	Adresse réelle
00 à 7F	1	0000 à 7FFF
80	0	8000
81 à FF	1	8100 à FFFF

Petit problème

Nous avons parlé jusqu'à présent, pour ce décodage d'adresses, de PROM bipolaires. Or, si vous revoyez ce que nous avons écrit au sujet des mémoires mortes, vous constaterez que nous avions trouvé pas mal de défauts à ces mémoires (consommation importante, programmation pas toujours facile, prix élevé, taille réduite). Pourquoi alors les choisir au détriment, par exemple, des UVPROM, peu coûteuses, de grande capacité et à la programmation facile (qui plus est, elles sont effaçables, ce qui facilite bien l'étude !). Nous vous laissons deviner la réponse, à moins que vous ne préfériez la découvrir tout de suite dans les lignes qui suivent et en étudiant la figure 5.

Comme nous l'avons exposé lors de l'étude générale des mémoires, un paramètre fondamental de celles-ci est leur temps d'accès. Celui-ci est très court pour les PROM bipolaires (quelques dizaines de ns) alors qu'il est de l'ordre de 350 à 450 ns pour les UVPROM. Considérons alors la partie haute de la figure 5 qui représente un cycle d'écriture en mémoire par un microprocesseur hypothétique. Nous voyons que les adresses sont positionnées, puis VMA est mis au niveau haut pour indiquer leur stabilisation ; ensuite les données se stabilisent et R/W passe au niveau bas pour indiquer qu'il s'agit d'une écriture. Au bout d'un temps variable selon le micro mais qui est compris entre 125 et 450 ns pour les micros 8 bits classiques, R/W remonte, VMA disparaît ainsi que les données et les adresses. Si maintenant nous reproduisons le même cycle, dans le cas de la figure 1, par exemple, en supposant que la PROM utilisée soit une UVPROM au temps d'accès de 450 ns et non une PROM bipolaire au temps d'accès négligeable, nous constatons que le signal de validation de nos RAM arrive très en retard par rapport à la stabilisation des données et des adresses et que, en conséquence, le cycle a de fortes chances de mal se passer et

d'écrire n'importe quoi dans la RAM ainsi sélectionnée. Ce retard, mis en évidence figure 5, n'est autre que le temps de décodage d'adresses, c'est-à-dire, dans le cas d'un décodage par PROM, le temps d'accès de celle-ci. Cela justifie donc le fait de ne devoir utiliser dans ce genre d'application que des PROM bipolaires, puisque, à l'heure actuelle, ce sont les seules PROM suffisamment rapides pour ne pas introduire de délais prohibitifs sur les signaux.

Amplificateurs de BUS

Ainsi que nous l'avons expliqué dans un précédent numéro, il est nécessaire, dès que le montage fait appel à plus d'une dizaine de boîtiers logiques, d'utiliser des amplis de BUS sur les lignes d'adresses de données et de contrôle ; ceci afin de ne pas dépasser la sortance maximum des circuits. Ces amplis de BUS sont assez faciles à mettre en œuvre ; il faut cependant prendre quelques précautions au niveau des amplis de BUS de données. En effet, si l'on regarde la figure 6 qui représente une carte mémoire, l'on constate que la circuiterie de décodage d'adresses valide bien les mémoires, mais si les amplis de BUS de données ne sont pas, eux aussi, validés, aucune donnée ne pourra entrer ni sortir dans la mémoire.

Ce problème de validation des amplis de BUS étant très lié aux notions de décodage d'adresses, nous allons le traiter ici, ce qui ne va demander que quelques lignes.

La figure 7 présente les deux types d'amplis de BUS « passe-partout » de la micro-informatique : les 74LS540 et 541 et les 74LS245, 640 et 645. Ces amplis appartiennent à deux familles : les amplis unidirectionnels (540 et 541), et les amplis bidirectionnels (245, 640 et 645). Sachant que les adresses ne vont que dans un sens et les données dans les deux sens, vous déduisez facilement que les amplis unidirectionnels sont utilisés principalement sur les lignes d'adresses (et aussi sur les lignes de contrôle qui sont, elles aussi, unidirectionnelles, puisqu'elles sortent toujours du micro) tandis que les amplis bidirectionnels sont employés sur les lignes de données.

Les circuits choisis en exemple ne sont pas les seuls de ce type mais présentent un bon échantillonnage de ce qui existe, et ce n'est pas parce que les

Adresse PROM 2	S_3	S_2	S_1	S_0		Adresse réelle
00 à 03	1 / 1	1 / 1	1 / 1	0 / 0	8000 à 8003	circuit n° 4
04 à 07	1 / 1	1 / 1	0 / 0	1 / 1	8004 à 8007	circuit n° 3
08 à 0F	1 / 1	1 / 1	1 / 1	1 / 1		Néant
10 à 1F	0 / 0	1 / 1	1 / 1	1 / 1	8010 à 801F	circuit n° 1
20 à 21	1 / 1	0 / 0	1 / 1	1 / 1	8020 à 8021	circuit n° 2
22 à FF	1 / 1	1 / 1	1 / 1	1 / 1		Néant

FIGURE 4 Tableaux de programmation des PROM de la figure 3.

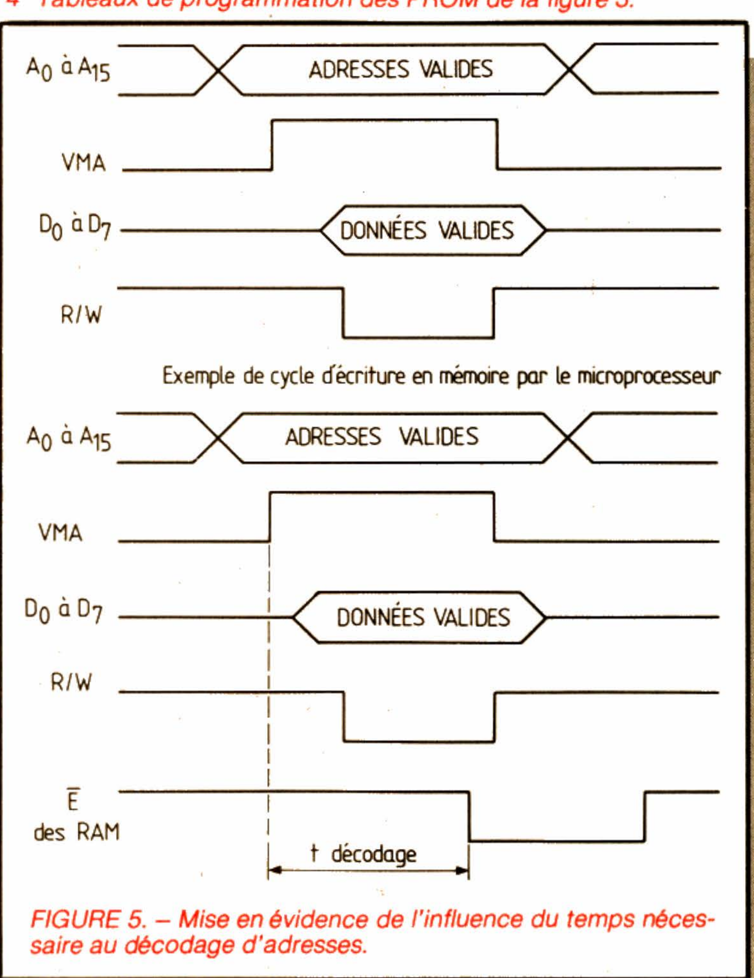


FIGURE 5. – Mise en évidence de l'influence du temps nécessaire au décodage d'adresses.

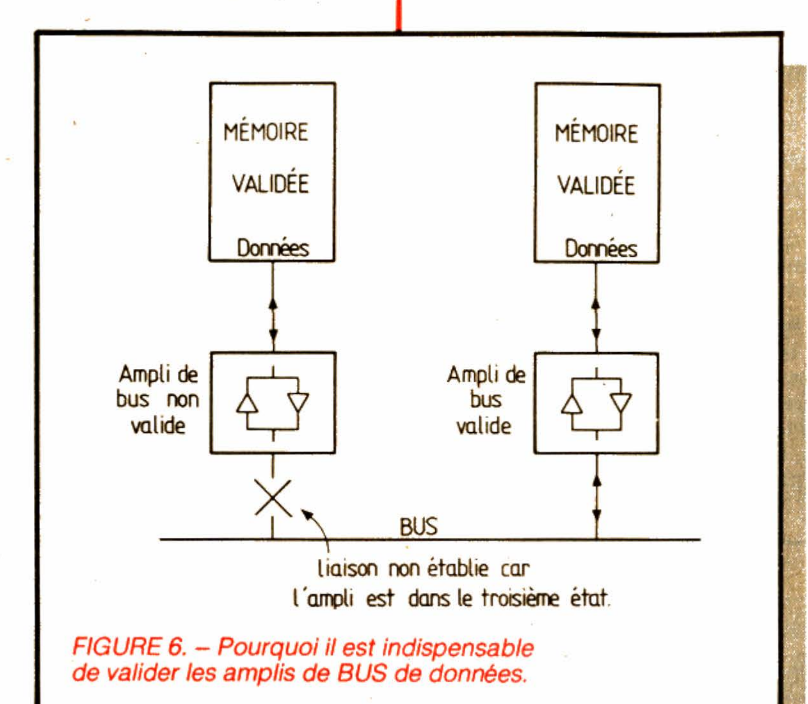


FIGURE 6. – Pourquoi il est indispensable de valider les amplis de BUS de données.

amplis auxquels vous pourrez être confrontés auront 6 amplificateurs internes au lieu de 8, comme sur la figure 7, que cela changera quoi que ce soit à nos explications. Sachez qu'en règle générale, les amplis unidirectionnels existent à 8 dans le même boîtier : ce sont les 74LS240, 241, 244, 540, 541 qui diffèrent seulement par le brochage, les conditions de validation et le fait que les amplis internes soient inverseurs ou non. Ils existent aussi à 6 dans le même boîtier mais ce sont des circuits plus anciens : leurs références sont alors 74LS365, 366, 367 et 368 ou encore 8T95, 8T96, 8T97 et 8T98 et, ici encore, ils diffèrent entre eux par le brochage, la validation et le fait qu'ils soient inverseurs ou non.

Les amplis bidirectionnels existent eux aussi sous plusieurs modèles, on les trouve par 8 dans un même boîtier avec l'aspect indiqué figure 7 sous les références 74LS245, 640 à 645 ; ils diffèrent par le fait qu'ils soient inverseurs ou non, mais aussi par leur rapidité. Ils existent aussi à 4 par boîtier sous les

E0 E1 E2 E3 E4 E5 E6 E7
S0 S1 S2 S3 S4 S5 S6 S7
74 LS 540
74 LS 541
Amplis trois états unidirectionnels.
$\overline{E1}$ (Validation)
$\overline{E2}$ (Validation)

A0 A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7
B0 B1 B2 B3 B4 B5 B6 B7
$\overline{E}$ (Validation)
DIR (A→B ou B→A)
74LS 245
74LS 640
74LS 645
Amplis trois états bidirectionnels.

FIGURE 7
Exemples d'amplis de BUS « universels ».

références 74LS242 et 243, et aussi sous les références 8T26 et 8T28.

Quel que soit l'ampli choisi, et qu'il soit unidirectionnel ou non, il faut savoir que le fait de ne pas le valider laisse ses sorties dans le troisième état, c'est-à-dire l'état haute impédance, tandis que lorsqu'il est validé, un ampli de BUS se laisse traverser très rapidement (une quinzaine de ns) par les signaux qui lui sont appliqués. Le passage de l'état validé à l'état non validé et inversement est très rapide et se chiffre aussi en ns. Il faut remarquer que les amplis unidirectionnels disposent de deux entrées de validation actives au niveau bas, tandis que les amplis bidirectionnels disposent d'une entrée « DIR » qui indique le sens de fonctionnement alors qu'une autre entrée valide l'ampli lorsqu'elle est au niveau bas. Rappelons aussi que ces amplis, indépendamment du fait qu'ils servent à éviter des dépassements de sortance des circuits logiques, présentent plusieurs avantages intéressants parmi lesquels :
– sorties trois états ;
– courant de sortie très important permettant une sortance de 50 à 60 ;
– courant d'entrée très faible permettant de ne pas avoir à s'occuper des problèmes d'entrance et de sortance dans un système équipé de tels amplis sur toutes les cartes ;
– sorties protégées contre des courts-circuits de courte durée (quelques secondes) ;
– prix assez bas puisqu'un 74LS540 coûte environ 10,00 F, prix unitaire.

Munis de ces circuits et de nos connaissances en décodage d'adresses, nous allons dresser le schéma d'une carte mémoire que nous adopterons ensuite pour en faire une carte support de circuits d'interface.

La figure 8 présente ce schéma que nous allons commenter : les lignes d'adresses passent par des amplis unidirectionnels non inverseurs validés en permanence et sont appliquées sur un circuit de décodage d'adresses d'un type quelconque parmi ceux déjà vus. De ce circuit sortent les signaux de validation des divers boîtiers RAM mais également un signal de validation des amplis de BUS de données (nous allons voir ci-après comment est élaboré ce signal). Les signaux de contrôle VMA et R/W passent eux aussi dans des amplis unidirectionnels validés en permanence. Les sorties de données des mémoires sont toutes reliées entre elles, ce qui est possible puisque, grâce au circuit de décodage d'adresses, une seule mémoire est validée à un instant donné. Ces lignes de données aboutissent ensuite sur un ampli bidirectionnel. L'entrée DIR de celui-ci reçoit le signal R/W puisque c'est ce signal qui indique si les informations vont aller du micro vers la mémoire (écriture) ou de la mémoire vers le micro (lecture), tandis que l'entrée de validation de ces amplis reçoit un signal en provenance du décodeur d'adresses. Ce signal n'est autre que le OU logique des signaux de validation des RAM, puisqu'il faut que cet ampli de BUS soit validé quand l'une quelconque des RAM est validée. Dans le cas du décodeur à OU EXCLUSIF vu le mois dernier, ce signal peut être élaboré comme indiqué figure 9. Pour conclure l'examen de notre schéma de carte RAM, précisons que nous avions choisi des boîtiers RAM réalistes puisque ce sont des 1 K-mots de 8 bits, ce qui explique les 10 lignes d'adresses (A_0 à A_9) aboutissant sur chacune d'elles et les 8 lignes de données qui en sortent.

Cet exemple de carte mémoire peut être qualifié d'universel puisque, à moins que vous n'utilisiez de la RAM dynamique qui demande une circuiterie de rafraîchissement supplémentaire, tous les schémas de carte RAM statiques sont bâtis sur ce principe de base. Celui-ci peut d'ailleurs être repris pour constituer une carte support de circuits d'interface ; en effet, ainsi que nous l'avons expliqué, ces circuits sont assimilables à de la RAM de petite taille ; le schéma de la carte devient donc celui de la figure 10, qui est en tous points analogue à la figure 8 si ce n'est le faible nombre de lignes

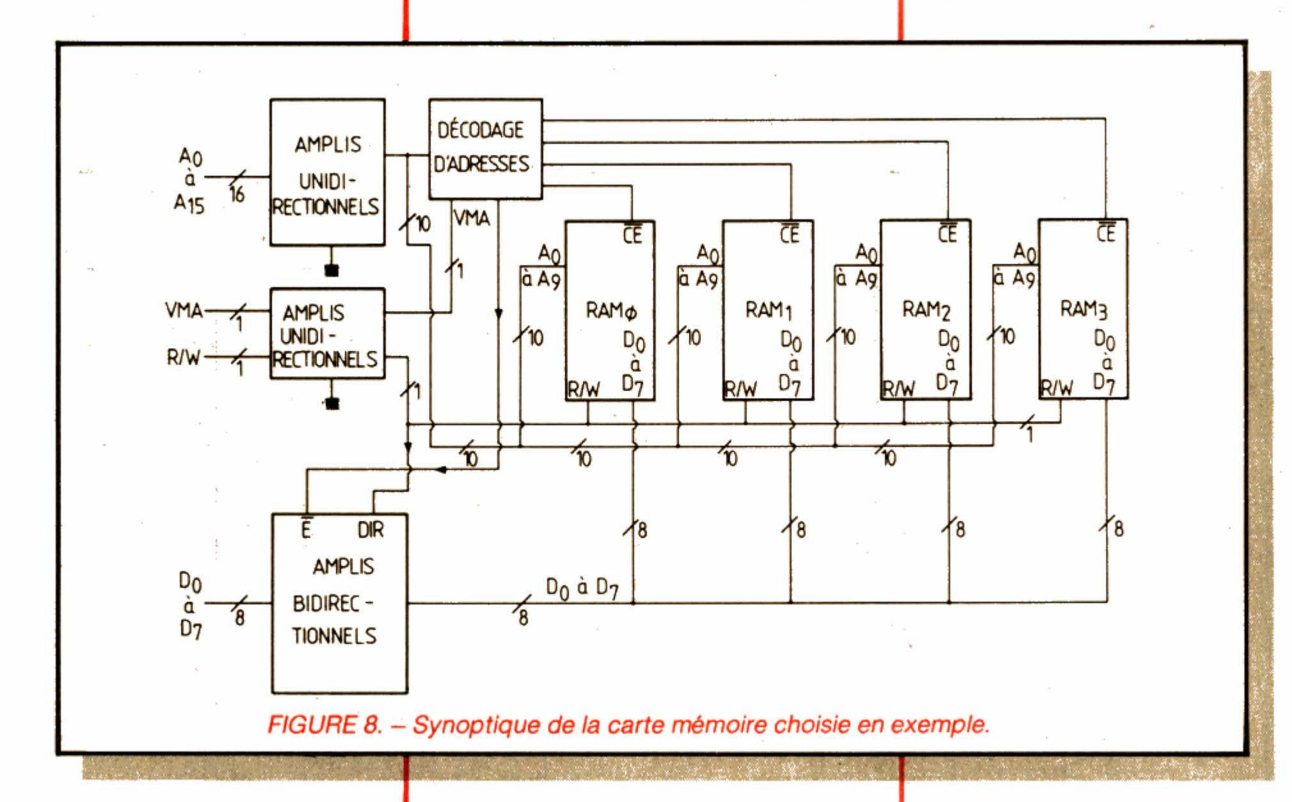


FIGURE 8. – Synoptique de la carte mémoire choisie en exemple.

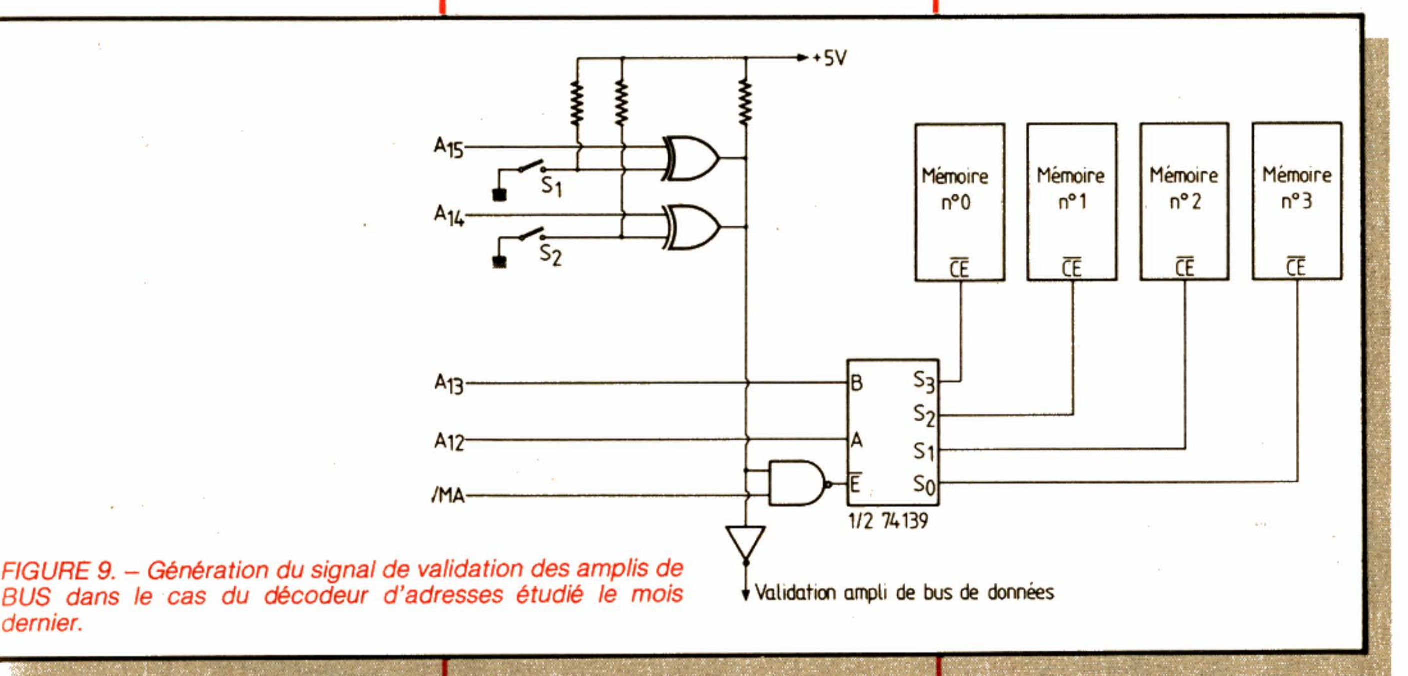


FIGURE 9. – Génération du signal de validation des amplis de BUS dans le cas du décodeur d'adresses étudié le mois dernier.

d'adresses aboutissant sur les circuits d'interface, puisque ceux-ci n'en utilisent que le nombre nécessaire à la sélection de leurs registres internes.

Nous pourrions continuer ces études plus en détail, mais cela ne présenterait que peu d'intérêt ; l'essentiel était d'avoir compris comment sont utilisés les divers circuits et en particulier ceux utilisés pour le décodage d'adresses ainsi que les amplis de BUS. Par ailleurs, une étude plus détaillée nécessite des suppositions sur les divers chronogrammes de lecture et d'écriture ; suppositions que nous ne pouvons faire pour l'instant puisque nous n'avons pas encore parlé du choix du microprocesseur que nous allons étudier dans la suite de cette série.

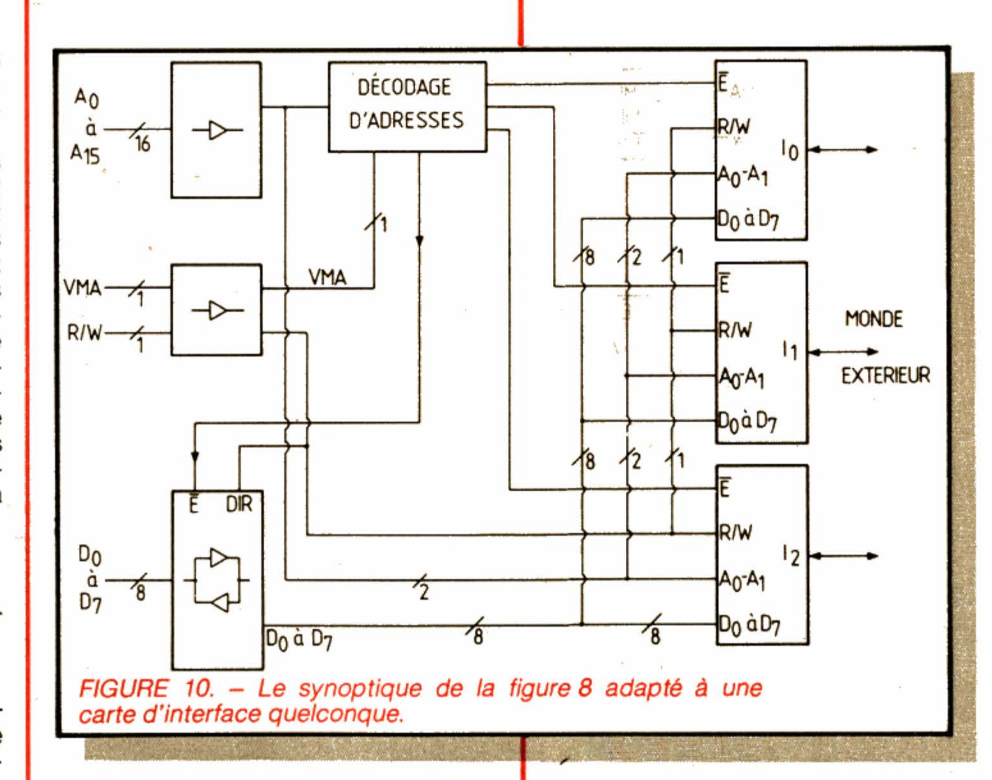


FIGURE 10. – Le synoptique de la figure 8 adapté à une carte d'interface quelconque.

Les microprocesseurs choisis

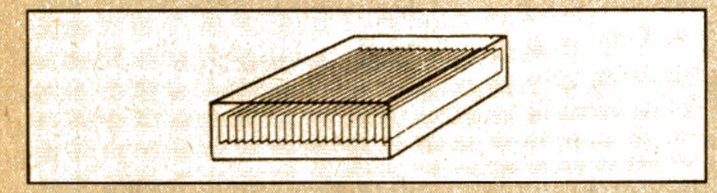
Afin de coller au mieux à l'actualité technique et de vous proposer une initiation de qualité, nous allons étudier, dans la suite de cette série, deux microprocesseurs très différents : le 6809 qui est un micro 8 bits de haut de gamme utilisé dans le micro-ordinateur que nous avons décrit dans *Le Haut-Parleur* en 1982-1983-1984 et que nous avons à nouveau sélectionné pour le nouveau mini-ordinateur dont nous commençons la description dans ce numéro, mais aussi le 6805 qui est un microprocesseur 8 bits « bas de gamme » mais « monochip », c'est-à-dire intégrant sur une seule puce un micro-ordinateur complet. Ce deuxième micro-processeur servira d'ailleurs à réaliser un mini-système d'initiation sur lequel vous pourrez faire des exercices d'initiation à la programmation le moment venu.

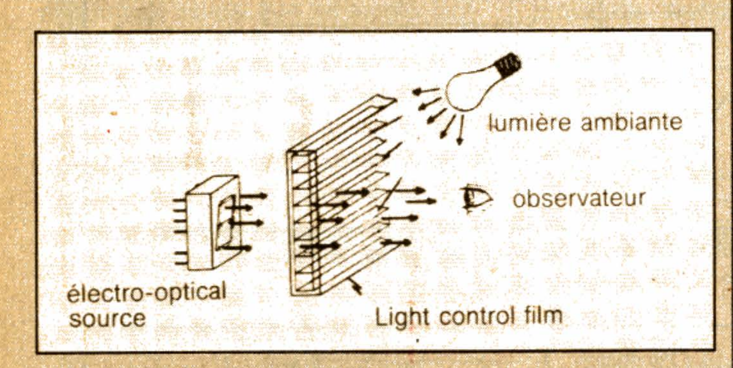
C.TAVERNIER

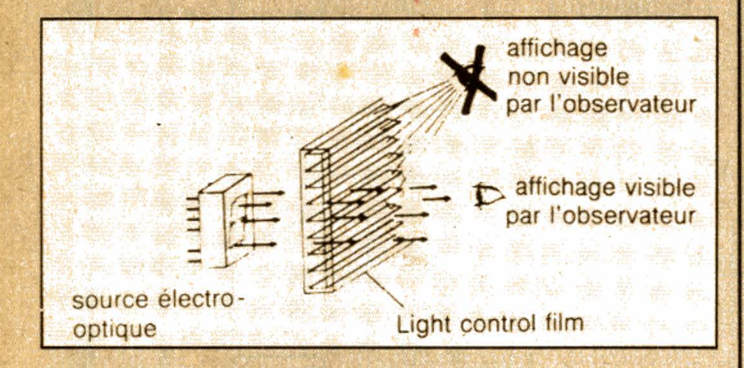
Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui, notre prochain article étant entièrement consacré au « maître » : le 6809.

DEUX GAMMES DE FILTRES OPTIQUES 3M







Pour pallier la fatigue visuelle des utilisateurs de terminaux d'ordinateurs ou autres appareils à affichage lumineux, 3M met à leur disposition deux gammes de filtres optiques qui permettent d'améliorer la lisibilité des afficheurs sur lesquels ils sont amenés à travailler. La fonction de ces filtres est de renforcer le contraste d'un affichage lumineux en ne transmettant que les longueurs d'ondes émises, et de réduire les effets de la lumière ambiante. En renforçant le contraste, la durée de vie des afficheurs est ainsi prolongée puisqu'il n'est pas nécessaire d'augmenter l'intensité. Les filtres optiques 3M sont de deux sortes : les filtres optiques de couleur (Panel Film), et les filtres optiques antireflet (Light Control Film). Ces deux types de filtres peuvent être combinés l'un avec l'autre. Le matériau de base est de l'acétobutyrate de cellulose – cab – qui peut être facilement découpé aux formats désirés.

Le Panel Film renforce le contraste d'une manière classique, soit en faisant correspondre la longueur d'onde du filtre à celle de l'afficheur, soit en utilisant un filtre d'une densité neutre pour absorber uniformément la lumière du spectre visible dans le cas d'affichages multicolores. L'émission de l'affichage est, dans une certaine mesure, atténuée en traversant le filtre, mais la lumière ambiante, qui, normalement, réfléchit sur la surface de l'afficheur, est atténuée deux fois en traversant le filtre puis en ressortant de l'afficheur. Il en résulte la réduction du fond et le renforcement du contraste de l'afficheur.

Le Light Control Film comporte une multitude de microvolets, parallèles les uns aux autres, et inclinés ou non à des angles prédéterminés qui agissent suivant le principe d'un store vénitien. Ils permettent ainsi de sélectionner un angle de vision optimum. Ils assurent la confidentialité des données portées sur l'afficheur, qui ne peuvent être lues que dans l'angle de vision choisi. Le Light Control Film garantit une transmission maximale dans l'axe de vision et atténue considérablement les effets de la lumière incidente extérieure.

Distribution : 3M.





LA NOUVELLE BETE D'ACORN



Issu du micro-ordinateur BBC lancé par la télévision britannique, l'Electron possède un vrai clavier de 56 touches mécaniques. 29 fonctions sont disponibles par l'intermédiaire de la touche « fonction » et 10 autres touches du clavier sont programmables. Le nouvel Acorn propose de multiples modes d'affichage, de 20, 40 ou 80 caractères sur 25 ou 3 lignes, avec un graphisme de 16 couleurs en 160 × 250 pixels ou quatre couleurs en 320 × 256 pixels et 2 couleurs en 640 × 256 pixels. Son Basic est doté d'une horloge programmable et accepte des portions de programme écrites en Assembleur (celui de son microprocesseur 6502A). Il dispose d'une sortie moniteur vidéo RVB et TV UHF en Pal, d'une prise lecteur de cassette et d'un port utilisateur. Ce port permet de connecter des extensions : l'extension Plus 1 possède deux slots pour cartouches ROM, une sortie parallèle Centronics et une sortie analogique pour joystick ; l'extension Plus 3 est un lecteur de disquettes 3,5 pouces de 228 Ko. Dix-neuf programmes sont d'ores et déjà disponibles.

Distribution : Tekelec-Airtronic



AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS POUR AUDIOFREQUENCES

Le rôle d'un amplificateur opérationnel est d'abord d'amplifier, ce qu'il fera pour tout signal électrique audio appliqué à son entrée, mais les résultats seront plus ou moins bons suivant le circuit intégré utilisé. C'est pourquoi nous avons choisi d'examiner, en 27 courbes et 133 mesures, quelques amplificateurs opérationnels devenus des classiques, on les rencontre aussi bien sur des appareils réservés aux professionnels que sur ceux destinés au grand public.

Les circuits intégrés que nous avons choisis pour cette étude sont des doubles amplificateurs opérationnels présentés en boîtiers 8 pattes. Tous ont leur brochage compatible, ce qui nous a permis de modifier le comportement d'un montage en changeant uniquement le circuit intégré.

Un double amplificateur opérationnel contient donc, dans un même boîtier DIL 8, deux amplificateurs. Le faible nombre de connexions ne permet pas un accès extérieur à une compensation en fréquence ni à un réglage de compensation d'offset. Utilisés en audio, ces amplificateurs bénéficient souvent d'une contre-réaction totale en courant continu et la tension de décalage d'entrée se retrouve en sortie, ce qui rend ce dernier réglage inutile. De plus, ces amplificateurs présentent, dans de nombreux cas, une largeur de bande suffisante. Pour éviter leur mise en oscillation, ils sont compensés en fréquence pour le gain unité, il en résulte que lorsque le gain de l'amplificateur augmente, on surcompense l'amplificateur au détriment, comme nous le verrons, de la largeur de bande. Le choix d'un circuit intégré pour une utilisation définie se fera donc en fonction de ses performances.

En audio, il est impératif de respecter certains paramètres, notamment, le taux de distorsion harmonique devra être le plus petit possible, il en est de même pour le bruit de fond.

Les avantages du double amplificateur opérationnel dans un même boîtier sont :

– Tout d'abord son prix, moins cher que si on utilisait deux boîtiers.

– Son implantation sur un circuit imprimé ne nécessite qu'une seule alimentation.

– Comme beaucoup de montages sont stéréophoniques, on peut rassembler les deux voies sur une surface restreinte sans craindre de diaphonie, pourvu que le circuit imprimé soit correctement dessiné.

Nous avons pris une série de ces doubles amplificateurs opérationnels pour les soumettre à des tests, en choisissant des conditions d'utilisation pratiques et en omettant l'étage suiveur, dont le taux de contre-réaction infini entraîne l'annulation quasi totale de la distorsion et ne permet pratiquement plus de distinguer les circuits entre eux. Bien sûr, les circuits intégrés évoluent, nous avons donc extrait de notre collection un modèle double datant déjà de quelques années et qui n'avait pas été prévu spécifiquement pour une utilisation audio. Tous ces amplificateurs dérivent du très célèbre 741 qui fut l'un des premiers amplificateurs opérationnels du marché.

L'amplificateur opérationnel

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur différentiel qui présente deux entrées, l'une inverseuse, l'autre non inverseuse. La première donne naissance à une tension de sortie de polarité inverse de celle appliquée à l'entrée, pour la seconde, la phase de la tension de sortie est la même que celle d'entrée (aux fréquences basses).

Cet amplificateur bénéficie d'un gain très important : 200 000 pour un « 1458 » et, comme la tension de sortie sera finie (quelques volts), celle d'entrée (mesurée entre les deux entrées) sera pratiquement nulle. Ces amplificateurs bénéficient d'une impédance d'entrée très élevée et d'une impédance de sortie très basse, pratiquement nulle. Ces amplificateurs se présentent donc, pratiquement, comme des amplificateurs parfaits mais, comme il est pour ainsi dire impossible de les utiliser en boucle ouverte, avec leur gain maximal, on les associera à un circuit de contre-réaction qui fixera leur gain et leur comportement en fonction de la fréquence.

Les circuits intégrés

Le plus ancien est un SN 72558. (Un de nos vieux fonds de tiroir !). Ce circuit intégré, que vous ne reconnaissez peut-être pas, se termine par « 558 » comme l'un des autres circuits intégrés que nous avons choisi, mais il présente des caractéristiques différentes. Il s'agit en fait d'un double « 741 » dont les sorties de compensation d'offset ne sont pas accessibles, ce qui a permis d'économiser quelques broches. Ce circuit est l'équivalent des « MC 1458 » de Motorola, « TBB 1458 » de Siemens, etc. , beaucoup de fabricants en proposent d'ailleurs sous une référence voisine de celle d'origine. Le second circuit (dans notre classement arbitraire) est un « RC 4558 » de Raythéon, il s'agit d'une version améliorée du « 741 » avec notamment une bande passante au gain unité étendue ; ce circuit sera donc plus rapide que le « SN 72558 », et c'est certainement l'un des plus utilisés, aujourd'hui, dans le domaine de l'audio, on le rencontre notamment beaucoup chez les constructeurs japonais sous diverses marques et références avec toujours ces trois chiffres significatifs : 558.

Notre troisième choix est le « RC 4559 », ce circuit présente des caractéristiques un peu supérieures à celles du « RC 4558 », notamment au point de vue bruit, sa largeur de bande, au gain unité, est de 4 MHz contre 2,5 pour le « RC 4558 ». Ce circuit a par ailleurs été prévu pour attaquer des charges de 600 Ω. Raythéon propose dans sa série les « 4560 » et « 4562 », autres circuits de la même famille avec, cette fois, une bande passante au gain unité de 10 MHz et 15 MHz.

Plus récemment, Raythéon a introduit les « RC 2041 » et « RC 2043 », deux circuits intégrés toujours doubles, dont les bandes passantes au gain unité sont respectivement de 7 MHz et 14 MHz.

Nous avons mesuré ici le « RC 2041 », le moins performant.

Ces circuits intégrés sont spécifiés en bruit de fond, une particularité qui les fera apprécier pour des applications audio.

Le circuit intégré suivant est un « TDA 2320 A », ce circuit intégré est commercialisé par SGS. Il s'agit d'un circuit préamplificateur stéréo travaillant en classe A, sans bruit « pop corn », et capable de travailler dans une plage de tensions allant de 3 V à 36 V.

Texas produit, depuis déjà longtemps, des circuits intégrés « Bifet » à faible bruit, nous avons pris, comme échantillon, un « TL 072 », qui est une version double du « TL 071 ». Il s'agit d'un circuit intégré très répandu dans le domaine de l'audio professionnel, on le rencontre dans beaucoup de consoles de mixages, mais il n'est pas utilisé pour les étages d'entrées où l'on préfère des modèles plus silencieux et plus récents. Le « NE 5532 » est certainement l'un des plus connus par les spécialistes de l'audio, qui pourtant ne l'utilisent pas systématiquement pour des raisons économiques évidentes. Produit initialement par Signetics et proche, en version double et compensée en fréquence, du « NE 5534 », il a été repris par beaucoup de fabricants, on le trouvera, par exemple, sous les marques Exar, Texas Instruments, Raythéon qui utilisent non seulement le numéro d'origine du circuit intégré mais aussi sa référence exacte, ce qui n'était pas le cas il y a quelques années, chacun ajoutait alors ses propres initiales au numéro du circuit, ce qui ne manquait pas de créer, parfois, certaines confusions...

Nous arrêterons là notre liste, ce ne sont bien sûr pas là les seuls circuits

intégrés disponibles sur le marché pour des applications audio. Nous avons choisi des doubles amplificateurs à 8 pattes, dont la figure 3 représente le brochage, un brochage que l'on retrouve aujourd'hui : il ne s'agit pas d'une norme mais plutôt d'une habitude. On a placé logiquement l'entrée inverseuse à côté de la sortie, c'est pratique pour réaliser des étages suiveurs et cela peut éviter des oscillations parasites lors de la conception d'étages à gain élevé.

Les montages d'essais

Nous avons utilisé ici deux montages pour tester les possibilités de ces amplificateurs. Le premier est un amplificateur linéaire en fréquence, à grand gain et non inverseur. Son schéma est représenté figure 1. Il s'agit d'un amplificateur de tension alternative. La tension d'entrée est appliquée sur l'entrée non inverseuse du circuit intégré au travers d'un condensateur dont le rôle est d'éliminer la composante continue. L'entrée du circuit intégré est mise à la masse par une résistance de 100 000 Ω qui détermine, pratiquement, l'impédance d'entrée du montage. Cette résistance vient en parallèle sur l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

Les deux condensateurs, d'entrée et de contre-réaction, déterminent la fréquence de coupure basse de l'amplificateur, comme le montrent les courbes de réponse, relevées avec les valeurs indiquées sur le schéma. La valeur de C_1 : 10 μF, nous donne une fréquence de coupure, à 3 dB, de 30 Hz environ. C_2 n'intervient pratiquement pas. On n'a d'ailleurs pas intérêt à diminuer sa valeur pour des raisons précises. En effet, un amplificateur dont l'entrée est ouverte est plus bruyant que lorsque son entrée est fermée. Notre amplificateur sera attaqué par une source d'impédance relativement basse. Si nous diminuons la valeur de C_2, l'amplificateur opérationnel verra une impédance relativement élevée aux fréquences basses, même si on court-circuite l'entrée.

Le gain de l'étage est déterminé par le rapport des résistances R_1 et R_2 suivant la formule $G = (R_1 + R_2)/R_1$. En effet, si nous reprenons la théorie de l'amplificateur opérationnel, on considérera que la tension d'entrée différentielle est nulle ; la tension sur l'entrée inverseuse est la même que celle appliquée à l'entrée non inverseuse. R_1 et R_2 travaillent simplement en diviseur potentiométrique (l'impédance de C_1 étant ici considérée comme nulle). Avec les valeurs considérées ici, nous avons un gain très proche de 60 dB, les 470 Ω étant 1 000 fois plus petits que les 470 000 Ω. Nous n'effectuons pas ici de compensation d'offset de courant d'entrée, ce courant développe une tension continue dans les résistances R_2 et R_3, on admettra donc, en sortie, une légère tension continue que l'on pourra éliminer par l'emploi d'un condensateur de liaison placé en sortie.

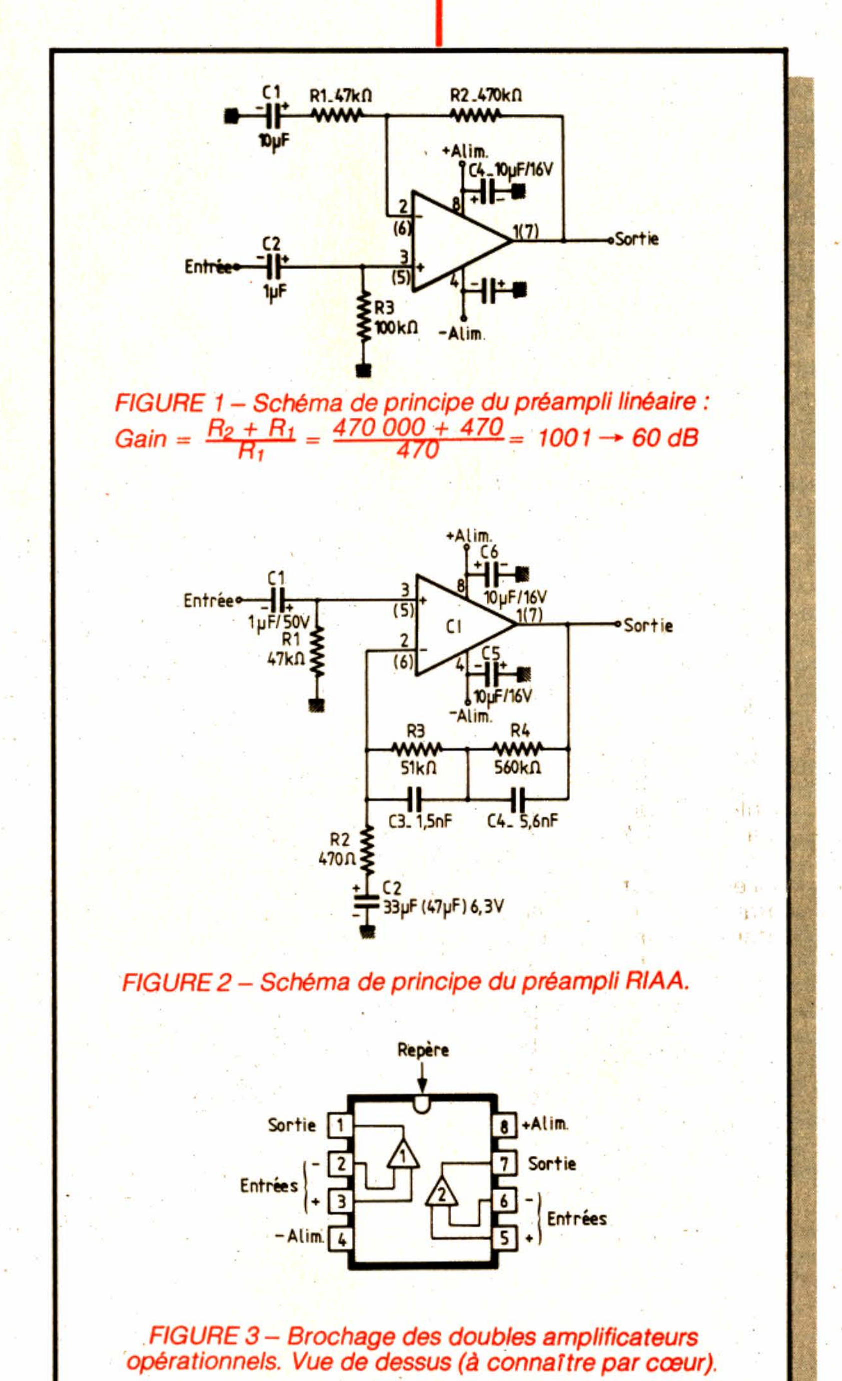


FIGURE 1 – Schéma de principe du préampli linéaire :
$$\text{Gain} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{470\,000 + 470}{470} = 1001 \rightarrow 60\text{ dB}$$

FIGURE 2 – Schéma de principe du préampli RIAA.

FIGURE 3 – Brochage des doubles amplificateurs opérationnels. Vue de dessus (à connaître par cœur).

Le montage est alimenté par une tension symétrique de ± 15 V, découplée par deux condensateurs chimiques placés à proximité des bornes d'alimentation.

Nous avons volontairement choisi un gain en tension très élevé afin de mettre en évidence la distorsion propre des circuits intégrés et les limites imposées à la bande passante par la capacité interne du circuit intégré. On constatera ainsi de gros écarts entre les bandes passantes des divers circuits intégrés

testés. Le second montage d'essais est un étage préamplificateur RIAA. Nous avons réalisé le montage de la figure 2 avec les valeurs indiquées sur le schéma. Nous avons abordé à plusieurs reprises dans cette revue le thème du correcteur RIAA avec, en particulier, un article où entrait en lice le premier circuit intégré spécifiquement audio et à hautes performances, le « TDA 1034 », circuit dont un équivalent Signétics est le « NE 5534 », un peu moins performant au niveau du bruit de fond, d'après nos mesures.

Rappelons aussi que dans cet article, nous mettions en évidence l'influence de la valeur de chaque composant du circuit de contre-réaction sur la courbe de réponse en fréquence (*Haut-Parleur* n° 1634). Il va de soi que les courbes dépendront de la précision des composants adoptés. R_4 joue sur l'extrême grave, C_4 sur le bas médium, R_3 sur le haut médium et enfin, C_3, sur l'aigu. On aura aussi intérêt à avoir une linéarité en fréquence aussi bonne que possible, il ne faudra pas toutefois faire une fixation sur cette courbe de réponse, à moins que vous n'ayez envie de pratiquer la chasse aux poussières de décibels.

Nous retrouvons sur ce schéma de principe une structure habituelle avec condensateur d'entrée et résistance de polarisation de l'entrée. Un réseau de contre-réaction sélective relie la sortie et l'entrée inverseuse du circuit, il permet d'avoir la courbe de réponse RIAA bien connue et que nous donnons au chapitre des mesures.

Aux fréquences hautes, les condensateurs se comportent comme des courts-circuits et donnent un gain unité ; aux fréquences basses, les condensateurs ne servent à rien. Le gain est alors déterminé par les résistances R_2 et $R_3 + R_4$.

Nous avons ici une constante de temps « parasite » donnée par C_2 et R_2 ; avec C_2 infini, on passe le continu, plus C_2 est petit et plus la réponse en fréquence est limitée. On aura intérêt à couper légèrement l'extrême grave, de façon à éviter l'amplification des fréquences trop graves, celles dues aux ondulations du disque et à la résonance basse du bras.

Les mesures

Le premier tableau est relevé avec le montage linéaire en fréquence. La première série de mesures donne le niveau de sortie que l'on peut atteindre avec une charge infinie, à 1 kHz, avec la tension d'alimentation de ± 15 V, + 21 dBm (+ 21 dB, par rapport à une tension de 0,775 V, correspond à une tension efficace de 8,69 V, soit une tension crête-à-crête de 24,6 V). Tous ces amplificateurs sont capables de délivrer une tension pratiquement identique, avec une tension de déchet normale, tension nécessaire pour attaquer les transistors de sortie. On signalera toutefois que l'écrêtage de la tension de sortie n'est pas toujours symétrique : sur certains amplificateurs, nous avons un écrêtage des alternances positives, sur d'autres des négatives.

La seconde ligne donne la tension maximale que l'amplificateur est capable de débiter sur une charge de 600 Ω. Cette fois, on demande un peu de puissance aux amplificateurs et les circuits de limitation du courant de sortie entrent en service. On note un très bon comportement sur ce plan des « NE 5532 » et « RC 2041 », suivis de près par le « TDA 2320 A ». Dans cette manipulation, nous réglons le niveau d'entrée de sorte que le signal ne laisse apparaître aucune distorsion par écrêtage. Nous avons ensuite mesuré l'impédance de sortie du montage. Cette mesure se fait en mettant en parallèle avec la sortie de l'amplificateur une résistance de faible valeur ; lorsqu'on met une résistance égale à celle, interne, du montage, la tension de sortie est divisée par deux. Il va de soi qu'avec une très faible impédance on ne peut faire travailler l'amplificateur à niveau élevé. La plus faible résistance interne est relevée sur le « NE 5532 », suivi par le « RC 2041 » et le « TDA 2320 A ». La plage s'étendant par ailleurs de moins de 1 Ω à 100 Ω.

Passons à la distorsion harmonique, mesurée, d'une part, sur charge de 600 Ω et, d'autre part, à vide. Sur charge de 600 Ω, l'amplificateur est davantage sollicité. Dans les deux cas, les mesures sont effectuées à la limite de l'écrêtage, sans toutefois que ce dernier ait lieu ; nous nous plaçons à la limite du coude de la caractéristique habituelle de distorsion d'un amplificateur, lorsque l'écrêtage joue un sale tour au taux de distorsion !

Les taux de distorsion sont faibles pour la plupart des amplificateurs avec une exception : le « TDA 2320 A » qui donne légèrement plus de distorsion que les deux autres, celle-ci restant

	Unité	72558 (1458)	RC 4558	RC 4559	RC 2041	TDA 2320A	TL 072	NE 5532
Niveau maxi de sortie à vide, 1 kHz	dBm	+ 21	+ 21	+ 21,4	+ 21,1	+ 21,8	+ 21,1	+ 21,4
Niveau maxi sur 600 Ω, 1 kHz	dBm	+ 18	+ 18,3	+ 18,3	+ 20	+ 19,5	+ 18,4	+ 21
Impédance de sortie à 1 kHz	Ω	100	33	15	7	10	60	< 1
Distorsion harmonique 1 kHz	%	0,04	0,06	0,03	0,03	0,11	0,03	0,03
Idem sur 600 Ω	%	0,4	0,6	1,3	0,96	0,4	4	0,3
Dist. harm. à 10 kHz	%	2,2	1,6	0,1	1,1	1,1	0,03	0,05
Dist. harm. à 10 kHz/600 Ω	%	1,8	1,6	0,58	1	0,7	1,4	0,23
Gain à 1 kHz	dB	55	59,5	60	59,8	60	59,5	60
Bruit de fond, 20-20 000 Hz	dBm	– 60	– 63	– 60	– 65	– 63	– 58	– 62
Bruit de fond pondéré A	dBm	– 62,5	– 64	– 62	– 67	– 64	– 59	– 64
Niveau maxi à 10 kHz	dBm	+ 20	+ 20,8	+ 20,8	+ 21	+ 21	+ 20,5	+ 20,8
Niveau maxi à 10 kHz/600 Ω	dBm	+ 17,5	+ 18	+ 18	+ 19	+ 19,8	+ 17,2	+ 20,5
Temps de montée	µs	115	95	36	38	70	105	9
Vitesse de balayage en tension +	V/µs	0,88	1,05	3,3	3,3	1,3	13	10
Vitesse de balayage en tension –	V/µs	0,88	1,05	3,3	3,25	1,35	12,2	10

TABLEAU 1. – Performances relevées sur le montage de la figure 1, préamplificateur à réponse linéaire en fréquence.

toutefois très acceptable : on ne travaillera certainement pas à un tel niveau dans la pratique. On note une remontée de la distorsion en charge avec un mauvais point pour le « TL 072 » qui grimpe à 4 %, une distorsion visible sur le petit écran de notre oscilloscope. Ces performances sont relevées à une fréquence relativement basse, il nous faut donc passer à 10 kHz pour mieux distinguer les circuits entre eux. La première constatation est que certains circuits intégrés présentent, à vide, une distorsion plus importante qu'en charge. Très bonne prestation ici des « TL 072 » et « NE 5532 », à vide, et, en charge, des « NE 5532 », « RC 4559 » et « TDA 2320 A » ; rappelons que l'harmonique 2 se situe à 20 kHz...

On notera, ligne suivante, que le gain est pratiquement égal à celui calculé, les exceptions sont dues à une réponse en fréquence commençant à décliner à la fréquence de mesure (voir plus loin les courbes de réponse en fréquence).

Passons maintenant au bruit de fond avec une première mesure effectuée sans pondération, puis une seconde, avec filtre de pondération A. Le bruit de fond est, ici, celui mesuré en sortie, la tension est exprimée en dBm, – 60 dBm représente 0,775 mV, – 66 dBm 0,387 mV. A comparer aux + 21 dBm de tension de sortie maximale pour connaître la dynamique de ce préamplificateur. On pourra également travailler sur des niveaux de bruit ramenés à l'entrée, en divisant la tension de sortie par le gain de l'étage, ce qui pose un problème pour le « SN 72558 ». Trois ex-aequo ici : les « RC 4558 », « TDA 2320 A » et « NE 5532 », et un grand vainqueur : le « RC 2041 » qui gagne 3 dB sur ses concurrents les plus proches.

Le « TL 072 » ne semble pas en grande forme, précisons que ces niveaux de bruit sont relevés en fermant l'entrée sur une résistance de 600 Ω, la même pour tout le monde. On notera par ailleurs que la différence entre les mesures avec ou sans pondération est faible, cela prouve au moins que notre montage n'avait pas un poil de « ronflette », ou si peu... Une analyse du spectre de bruit donnerait d'autres renseignements plus précis, la mesure pondérée donne une idée de l'audibilité du souffle.

Comment ces amplificateurs se comportent-ils aux fréquences hautes ? C'est la question que nous nous sommes posée.

Nous avons donc commencé par envoyer sur l'entrée une tension sinusoïdale à 10 kHz, pour connaître le niveau maximal que l'amplificateur pouvait traiter (c'est à ce niveau que la distorsion a été mesurée). On comparera avec le niveau à 1 kHz et on trouvera une valeur relativement proche.

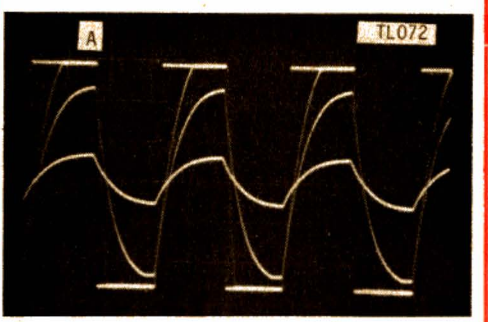


PHOTO A. – Nous avons ici superposé les formes de signaux obtenus en augmentant progressivement l'amplitude du signal d'entrée. On voit ici comment le signal, dont le temps de montée est long, a, en fin de progression du signal d'entrée, une vitesse de balayage en tension importante. Echelle : 5 V et 0,5 ms/division.

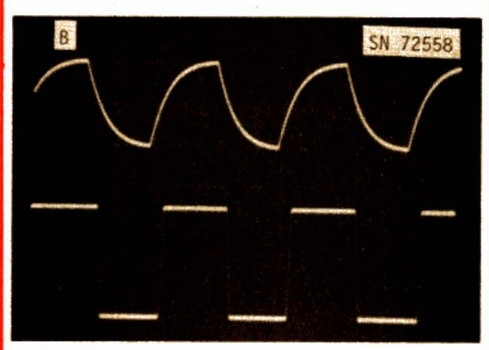


PHOTO B. – En haut, nous avons, avec une échelle de 5 V par division, le temps de montée du 72558 et, en bas, sa vitesse de balayage en tension (10 V/division). Echelle horizontale : 0,5 ms/division.

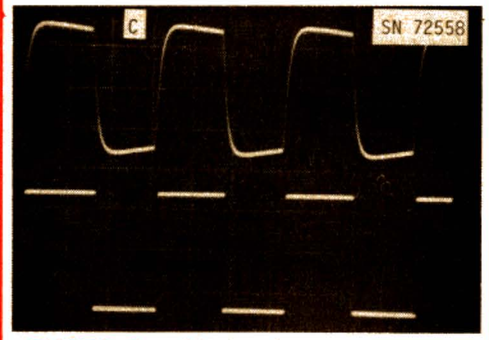


PHOTO C. – Même chose que pour la photo B avec le TL 072.

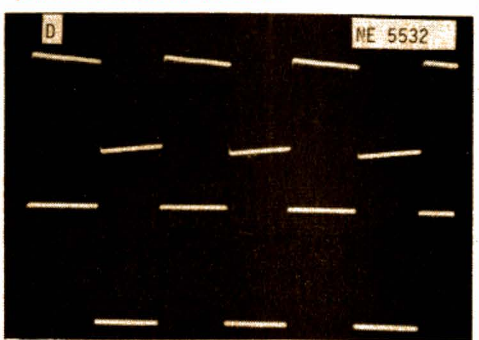


PHOTO D. – Même chose que les photos B et C avec, cette fois, le 5532 ; on note ici une différence sensible de la forme du signal, le temps de montée étant bref.

Nous terminerons ce galop d'essais linéaires avec le temps de montée en petits signaux et la vitesse de balayage en tension. Il s'agit là de deux données intéressantes et pleines de contradictions. Nos explications s'appuieront sur quelques photographies montrant, avec une même échelle horizontale, le comportement de l'amplificateur.

La mesure du temps de montée s'effectue en signaux carrés, sans que l'amplificateur soit saturé. Par contre, la mesure de la vitesse de balayage en tension s'effectue en saturant l'amplificateur en lui injectant, à l'entrée, un signal carré. Notre photo A montre ce qui se passe en sortie de l'amplificateur lorsque l'on monte progressivement la tension d'entrée, cette dernière présentant des flancs bien raides.

On voit ici que l'amplificateur débitera une tension avec une variation rapide lorsqu'il sera saturé. En régime linéaire, il se comporte différemment, ses générateurs internes limitent la vitesse d'évolution du signal. On a ici une charge de condensateur par résistance avec montée pratiquement exponentielle.

Cette photo a été relevée sur le « TL 072 », circuit intégré dont le temps de montée, en petits signaux, est de 105 µs, valeur importante tandis que sa vitesse de balayage en tension sera supérieure à 12 V/µs, deux données qui paraissent contradictoires.

Les autres photos prennent pour exemple des tensions relevées sur d'autres circuits intégrés, la « B » sur le « SN 72558 », la « C » sur le « TL 072 » et la « D » sur le « NE 5532 ».

Le « NE 5532 » remporte ici la palme de la rapidité.

Le premier réseau de courbes de réponse montre la réponse en fréquence relevée avec le montage de la figure 1, les courbes ont été décalées sur la table traçante, le gain de l'amplificateur étant de 60 dB à 200 Hz. Les courbes sont relevées avec une échelle peu flatteuse qui met en évidence l'atténuation dans l'aigu. Ces courbes montrent que si on désire réaliser un amplificateur à grand gain à partir d'un circuit intégré, on aura intérêt à choisir un circuit intégré performant ou à réduire son gain.

Très bonne prestation du « NE 5532 » puis des « RC 4559 » et

« RC 2041 ». Le « SN 72558 » ou son équivalent ne devra pas être utilisé avec un gain important.

Nous avons tracé, courbes B, l'évolution de la largeur de bande de ce circuit intégré avec le gain. On constate un très bon comportement du circuit avec un gain faible. Ces courbes ont été relevées en plaçant en parallèle sur la résistance R_2 une résistance dont la valeur est indiquée sur chaque courbe. Il ne manque ici que la courbe au gain unité qui serait obtenue en court-circuitant la résistance R_2.

La limitation de la bande passante aux fréquences basses est due à la valeur du condensateur C_1.

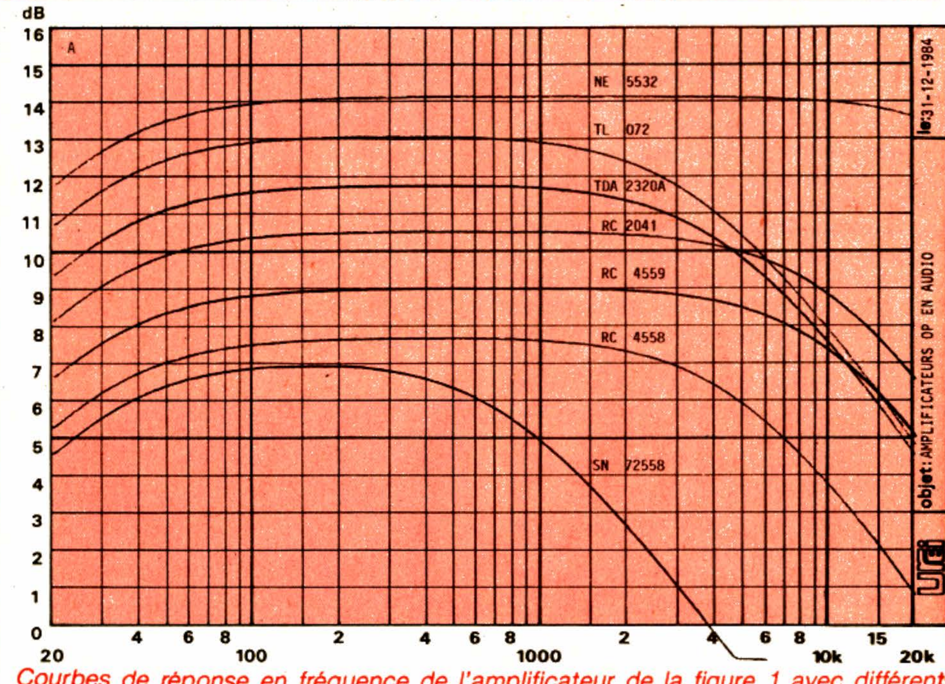
Préamplificateur RIAA

Le préamplificateur RIAA est conforme à celui de la figure 2. Les constantes de temps sont celles que nous avions déterminées pour le « TDA 1034 », elles donneront les courbes de réponse en fréquence représentées en « C ». Ces courbes de réponse en fréquence sont tracées en utilisant un circuit de correction RIAA inverse qui nous donnerait une courbe de réponse en fréquence absolument linéaire si le préamplificateur l'était. On constate ici une dispersion des caractéristiques amplitude/fréquence, dispersion pouvant d'ailleurs être compensée par une modification du réseau de contre-réaction.

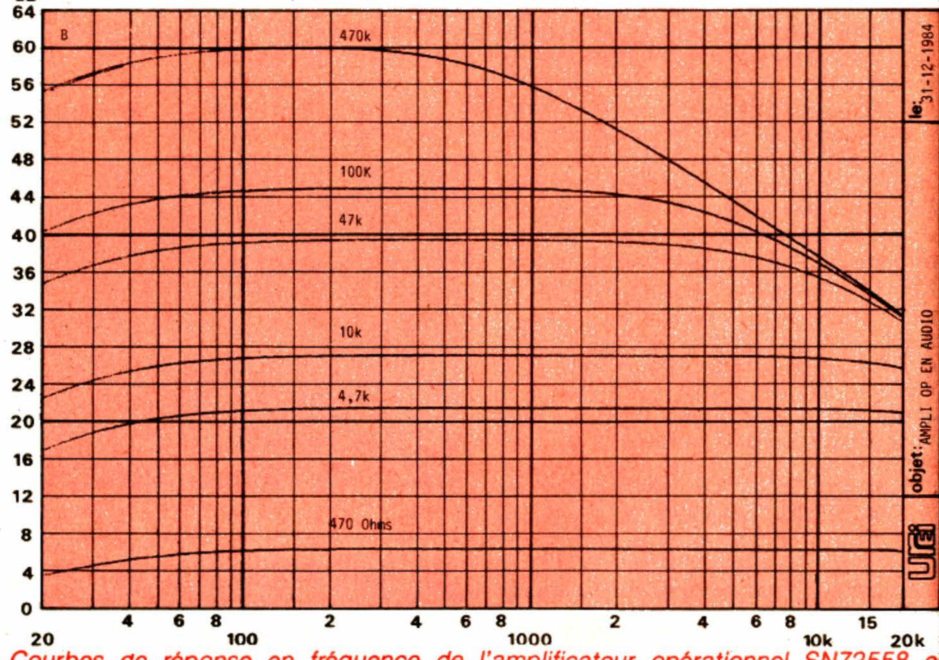
En « D » nous traçons, cette fois, la courbe de réponse de tous ces préamplificateurs avec une représentation plus traditionnelle, les différences entre les courbes de réponse sont moins sensibles, par ailleurs, si vous n'avez pas tracé la courbe « étalon », vous ne pourrez pas faire de comparaison...

Le tableau 2 nous donne le relevé des mesures effectuées sur les 7 circuits intégrés en question. La première ligne donne le gain de l'étage à 1 kHz, on se référera aux courbes « D » pour obtenir le gain aux autres fréquences.

La seconde ligne donne la tension de saturation à 1 kHz, là encore, on se référera à la courbe de réponse pour connaître approximativement la tension de saturation, cette dernière suivant approximativement la courbe de réponse. Une cellule donne environ 5 mV à 1 kHz, la marge est suffisante. Si on désire admettre une tension d'en-

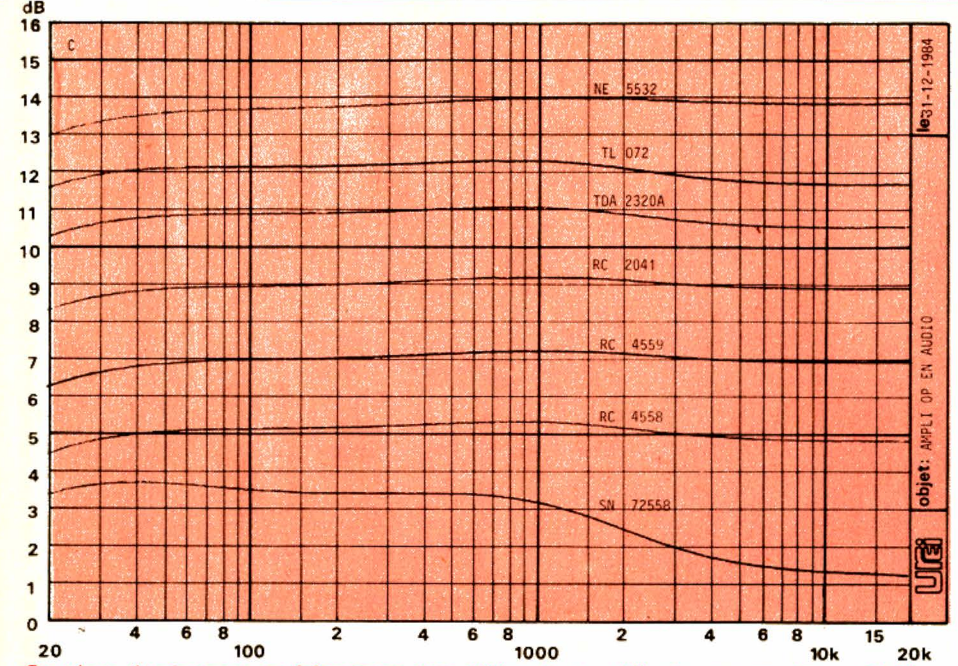


Courbes de réponse en fréquence de l'amplificateur de la figure 1 avec différents circuits intégrés.

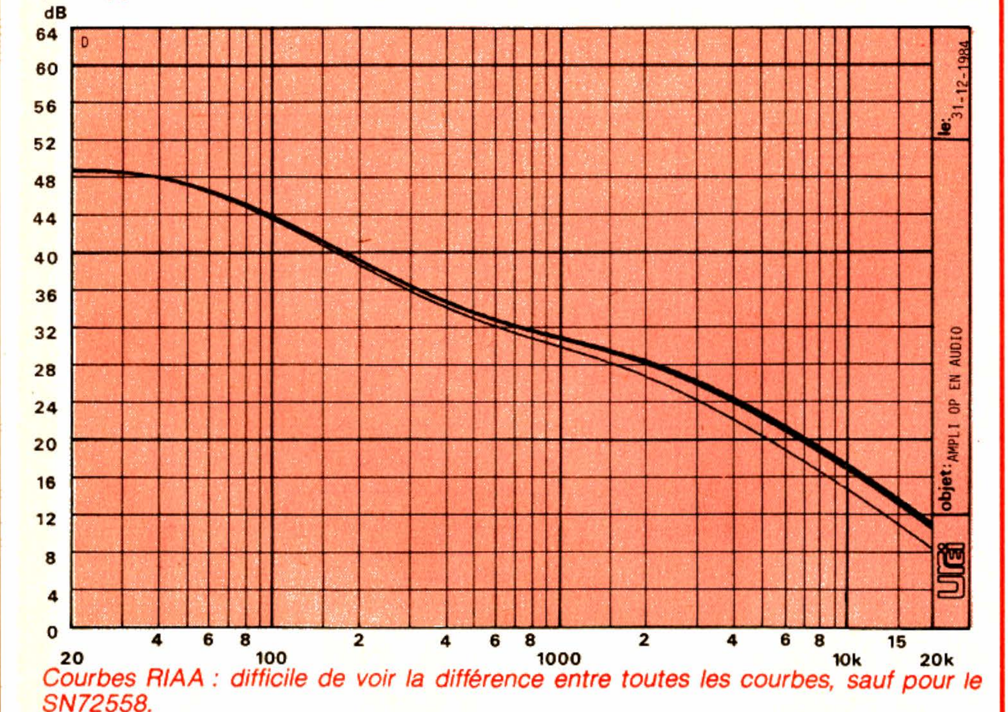


Courbes de réponse en fréquence de l'amplificateur opérationnel SN72558 en fonction de la valeur de la résistance de contre-réaction.

	Unité	72558	RC 4558
Gain à 1 kHz	dB	41,5	42,5
Tension de saturation à 1 kHz	mV	75	70
Bruit de fond 20 Hz-20 kHz	dBm	– 73	– 76
Bruit de fond pondéré A	dBm	– 77	– 81



Courbes de réponse en fréquence des différents amplificateurs ; on donne ici l'écart par rapport au circuit de correction RIAA.



Courbes RIAA : difficile de voir la différence entre toutes les courbes, sauf pour le SN72558.

RC 4559	RC 2041	TDA 2320A	TL 072	NE 5532
42,8	42,8	42,5	42,5	43
68	68	72	68	68
– 78	– 83	– 77	– 70	– 81
– 82	– 87	– 82	– 76	– 86

trée plus importante, on n'aura qu'à réduire le gain en augmentant la valeur de la résistance R_2. Les bruits de fond, pondérés ou non et mesurés en sortie, sont donnés en dBm, – 80 dBm correspond à une tension de 0,077 mV.

La différence entre le « RC 2041 » et le « NE 5532 » est pratiquement nulle, elle était plus importante avec un circuit linéaire, le gain aux fréquences hautes du « NE 5532 » étant plus important que pour le « RC 2041 ».

Le « TL 072 » aurait dû mieux se comporter, il arrive au niveau du « 1458 » dans sa version « SN 72558 ».

Ces mesures ont l'intérêt de montrer l'évolution en matière de bruit de fond des amplificateurs opérationnels.

Nous n'avons pas effectué ici de mesure de diaphonie, les constructeurs annoncent des valeurs de plus de 100 dB à 10 kHz, nous avons eu l'occasion de mesurer des diaphonies de lecteurs de disques compacts utilisant des 5532 et qui atteignaient cette valeur. Inutile donc de se lancer dans une nouvelle mesure...

Réalisation

Nous vous donnons figure 4 le circuit imprimé pour un amplificateur linéaire pour tous usages qui vous permettra d'expérimenter et peut être aussi d'écouter la sonorité de ces divers circuits intégrés ; ça se fait chez les audiophiles.

L'implantation des composants est donnée figure 5. Nous avons installé, entre les deux sections d'amplification, un circuit de masse qui permet d'éviter un couplage capacitif entre les deux voies.

Pour le préamplificateur RIAA, vous trouverez figures 6 et 7 l'implantation d'un préamplificateur RIAA, nous avons prévu des trous supplémentaires qui vous permettront d'installer des résistances en parallèle afin d'atteindre, par exemple, la valeur de 51 kΩ qui n'est pas toujours disponible chez les revendeurs de composants bien que faisant partie de la série E 24 des éléments à 5 %.

Pour ce circuit, nous avons également prévu une connexion de masses centrale.

Le circuit imprimé de la figure 6 pourra être utilisé comme circuit universel pour une amplification linéaire ou sélective, il suffira de remplacer les

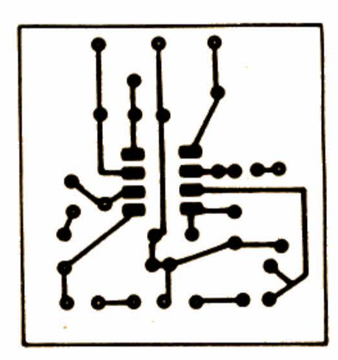


FIGURE 4 – Circuit imprimé du préamplificateur linéaire.

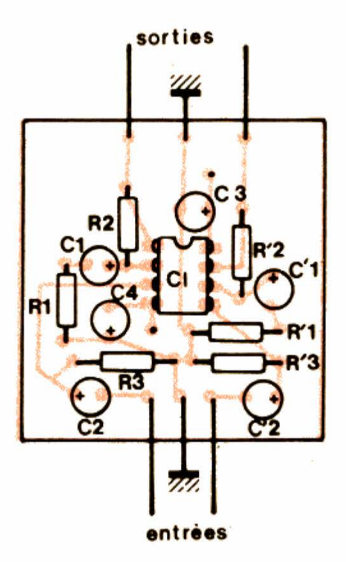


FIGURE 5 – Implantation des composants du schéma de la figure 1.

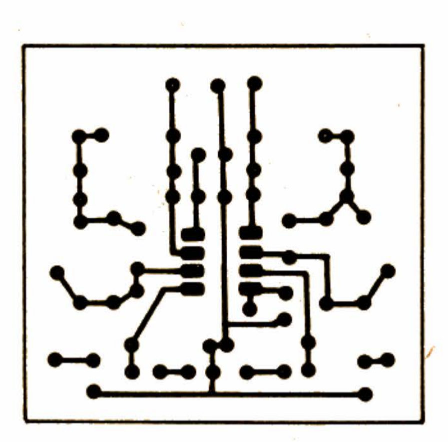


FIGURE 6 – Circuit imprimé du correcteur RIAA. Echelle 1.

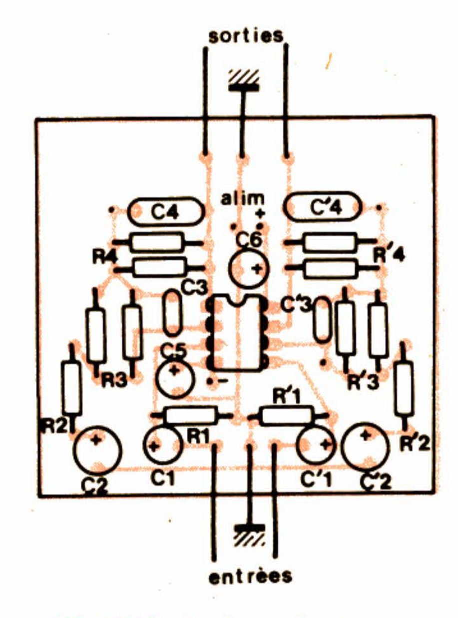


FIGURE 7 – Implantation des composants du préamplificateur RIAA.

F_c (Hz)	C (µF)
15	0,68
22	0,47
30	0,33
50	0,22
100	0,10

F_c (Hz)	C_1 (nF)	C_2 (nF)
3	3,9	6,8
5	2,2	4,7
10	1,2	2,2
15	0,68	1,5

composants par d'autres de valeur différente.

L'amplificateur RIAA peut être à gain variable, il suffit pour cela de remplacer la résistance R_2 par un potentiomètre ajustable, de préférence Cermet.

Conclusion

Les différences de performances que nous avons mises en évidence par nos mesures justifient pleinement que, en fonction d'une utilisation précise, l'on choisisse entre plusieurs amplificateurs doubles.

Dans notre cas, il s'agissait de l'amplification d'un signal audio, d'autres critères auraient pu être retenus. De nombreux modèles sont proposés par les constructeurs, on s'étonnera donc que les revendeurs de composants ne proposent que les trop classiques 741, notamment pour l'audio.

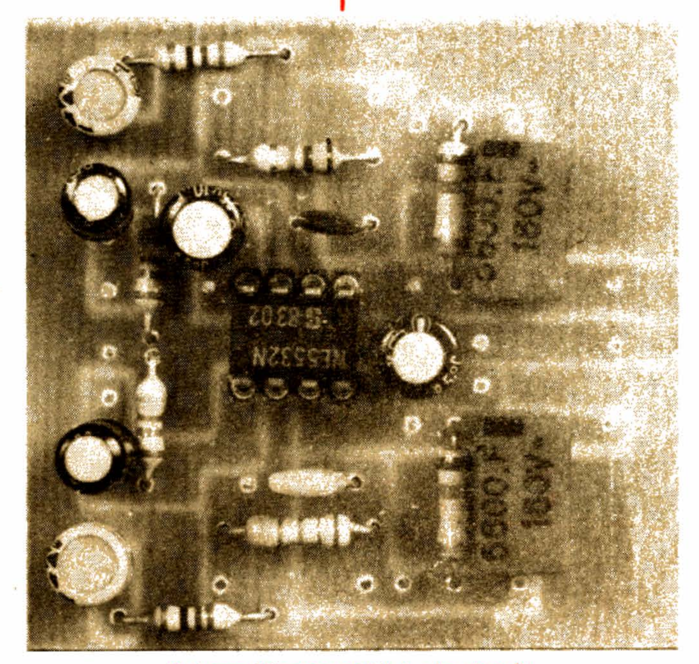
Deux de ces circuits ont surtout retenu notre attention par leurs performances :

– Le « NE 5532 » que nous connaissions déjà, nous lui reprocherons cependant son prix de vente !

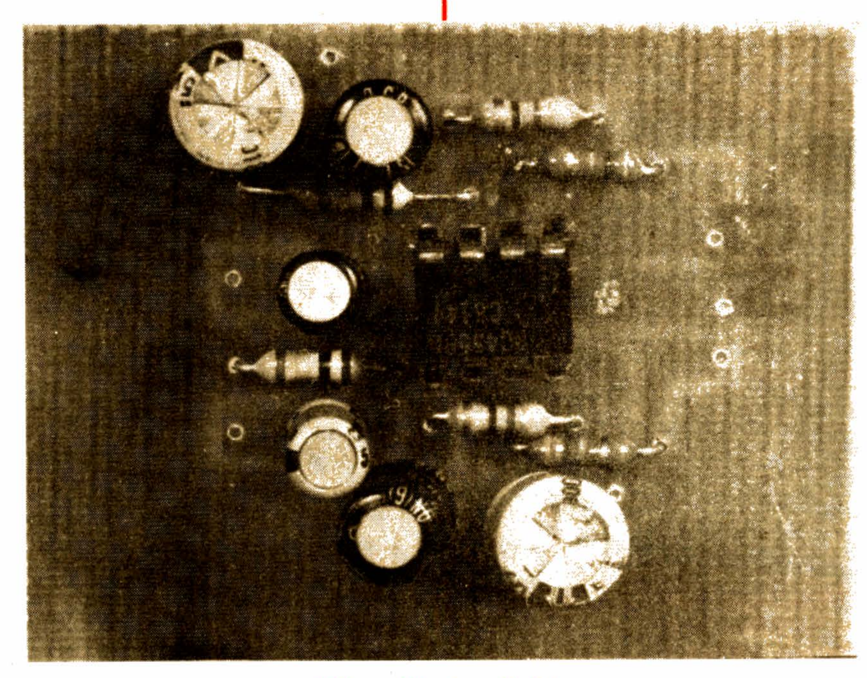
– Le « RC 2041 » que nous avons découvert dans une console de mixage « made in France ».

– Lorsqu'on n'aura pas besoin de performances extraordinaires et pour un gain réduit, on choisira le « RC 4558 » (ou une version équivalente XR ou autre) qui permettra d'obtenir un excellent rapport qualité/prix.

E. LEMERY



Préamplificateur RIAA : le circuit imprimé est réalisé comme on le voit en gravure anglaise.



Préamplificateur linéaire.

BIBLIOGRAPHIES



MAITRISEZ LE MO5 Du Basic au langage machine par Michel OURY

Si vous débutez sur MO5, cet ouvrage vous explique toutes les instructions du Basic, avec de nombreux programmes d'applications.

Si vous êtes déjà initié et que vous vous intéressez à la programmation en assembleur ou à la fabrication de vos propres extensions, vous y trouverez une description complète du 6809 avec son mode d'adressage et une présentation du moniteur avec les adresses des sous-programmes et leur mode d'emploi.

Principaux chapitres :

– Matériel, logiciel et extensions.
– Bases du langage.
– Gestion de l'écran.
– Caractères utilisateur.
– Branchements, itérations et sous-programmes.
– Variables numériques, chaînes et tableaux.
– Dessins et graphismes.
– Le microprocesseur 6809.
– Le moniteur du MO5.
– La programmation en langage machine.

Un ouvrage format 15 × 21, 200 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F.
Collection Micro-Systèmes n° 16.

BUS IEEE appareils programmables et micro-ordinateurs par Roland GREGOIRE

Roland Grégoire, formateur à l'AFPA, développe ici, de façon claire et pratique, les concepts et les principes de la communication entre le micro-ordinateur et les appareils programmables interfacés IEEE-488 : multimètre, générateur, scrutateur...

Il met l'accent, à l'aide de nombreux exemples, sur les notions essentielles qui concourent à la mise au point des logiciels d'applications : format des messages, terminateur, syntaxe des commandes.

Cet ouvrage, orienté logiciel, rendra de grands services à tous ceux qui veulent maîtriser une instrumentation programmable.

Principaux chapitres :

– Le langage des appareils.
– Le langage d'un micro-ordinateur : logiciel HP-IB.
– Le langage d'un traceur.



– Une application.
– Que se passe-t-il sur le bus ?
– La demande de service.
– Les fonctions interfaces.
– Apple, Commodore, IBM et le Bus IEEE.

Un ouvrage format 15 × 21, 288 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F.
Collection Micro-Systèmes n° 15.



VOTRE ORDINATEUR ET LA TELEMATIQUE par Patrick GUEULLE

L'informatique individuelle est souvent synonyme d'informatique « solitaire ». La télématique, qui permet la transmission de données entre ordinateurs, brise cet isolement et ouvre des perspectives passionnantes. Différents moyens, comme le téléphone ou la radio (FM ou CB), sont à votre portée.

Réalisez les équipements de transmission qui sont décrits dans cet ouvrage et vous mettrez votre micro en communication avec d'autres ordinateurs.

Principaux chapitres :

– Qu'est-ce que la télématique ?
– Les moyens télématiques de l'amateur.
– Raccordez votre ordinateur à votre téléphone.
– Créez vos propres « services télématiques ».
– Applications pratiques.
– Perfectionnez votre téléphone.

Un ouvrage format 15 × 21, 128 pages, couverture couleur.

Editeur : E.T.S.F
Collection Micro-Systèmes n° 17.

CONNAISSEZ-VOUS MACINTOSH ? par P. COURBIER

Entièrement composé et illustré par l'auteur sur Macintosh, cet ouvrage est destiné à des utilisateurs non-informaticiens.

A ceux qui ne possèdent pas encore la machine, il permet de découvrir, de façon simple et claire, le matériel et ses possibilités sans entrer dans des détails trop techniques.

Aux nouveaux utilisateurs, il explique l'emploi des différents logiciels en donnant de nombreux conseils pratiques : traitement de texte, dessin assisté, comptabilité, fichiers, plannings... et jeux.

Le texte est illustré de 75 copies d'écran d'excellente qualité qui vont du tableau de gestion à l'illustration graphique en haute résolution.

Principaux chapitres :

– L'écriture assistée, MacWrite.



– Mieux qu'un long discours, MacPaint.
– Les chiffres qui parlent, Multiplan et Microsoft Chart.
– L'équerre et le compas, MacDraw.
– Organiser le temps, MacProjet.
– Gérer l'informatiion, Cx MacBase.
– Les langages de Macintosh, Basic Microsoft et Pascal.
– Macintosh ludique.

Editeur : E.T.S.F.

SCHEMATHEQUE AUDIO

Les circuits intégrés que nous avons testés peuvent être utilisés dans de nombreuses configurations. Nous avons rassemblé quelques schémas typiques proposés par des fabricants de circuits intégrés, il va de soi que ces circuits intégrés peuvent être aisément remplacés par d'autres, plus performants ou plus économiques.

Filtre passe-bas à couplage continu

Ce filtre passe-bas de fréquence de coupure de 1 kHz passe le courant continu. Il s'agit d'un filtre de structure à source contrôlée présentant un gain de 2, soit 6 dB. Le gain et la forme de la courbe au voisinage de la fréquence de coupure dépendent du rapport des résistances reliées à l'entrée non inverseuse du montage, la fréquence de coupure est donnée par la formule $f_0 = 1/RC$.

Ce filtre a une courbe de réponse du second ordre, il s'alimente à partir d'une tension symétrique, par exemple ± 15 V. La seconde moitié du circuit intégré pourra être utilisée pour une seconde cellule de filtrage afin d'assurer une pente à 24 dB/octave, coupure du 4[e] ordre.

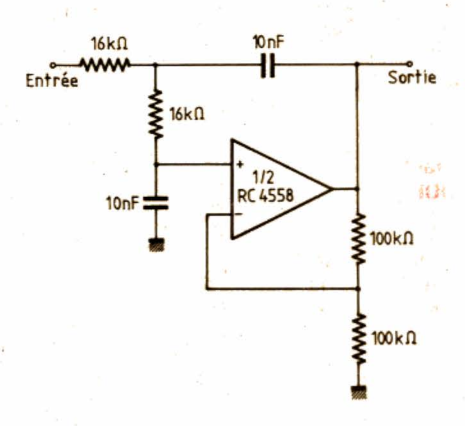


FIGURE A – Filtre passe-bas à couplage continu $f_c = 1$ kHz.

Filtre passe-bande 1 kHz

Ce filtre passe-bande utilise une structure dite à contre-réaction multiple constituant la première partie du montage, on a ajouté ici un étage amplificateur/inverseur qui augmente le gain de l'étage et permet d'assurer une réaction sur l'entrée, réduisant ainsi la largeur de bande du filtre pour le rendre plus sélectif. Ce montage utilise, bien entendu, les deux moitiés du 4558 et est alimenté en asymétrique, un pont de polarisation établit une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation.

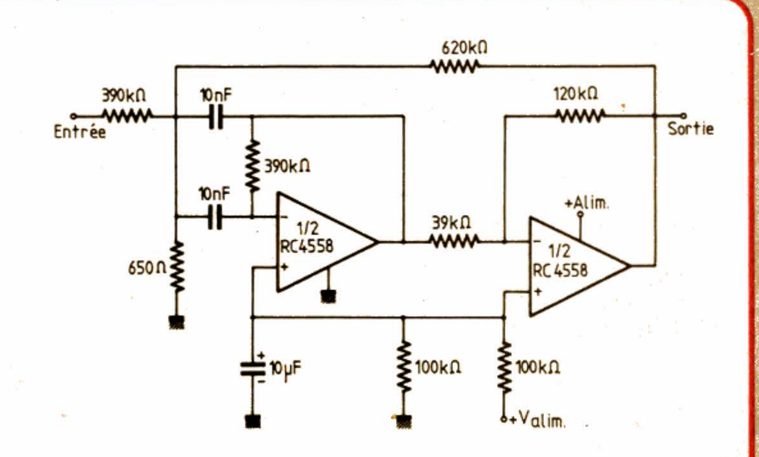


FIGURE B – Filtre passe-bande 1 kHz.

Correcteur de timbre

Avec un seul circuit, on réalise un correcteur de timbre stéréophonique, le boîtier comporte les deux amplificateurs opérationnels. Les valeurs données ici seront adaptées en fonction des composants disponibles, on note par exemple une valeur de résistance de 1,67 kΩ que l'on remplacera par une 1,8 kΩ ou même une 2,2 kΩ sans trop influencer le comportement du montage. Pour les potentiomètres, des 47 kΩ conviendront parfaitement. Notez tout de même que ce correcteur doit être attaqué par une source à basse impédance. L'impédance de sortie sera celle du circuit intégré.

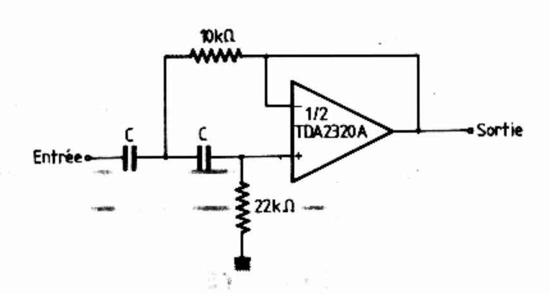


FIGURE C – Correcteur de timbre stéréo (1 voie représentée).

Filtre passe-haut anti-rumble

L'appellation de « passe-haut » dissimule le rôle de « coupe-bas » de ce filtre. Il s'agit là d'un filtre du second ordre, de structure à source contrôlée (Sallen et Key), à pente de 12 dB par octave.

Le tableau donne les différentes fréquences de coupure que l'on peut obtenir en modifiant la valeur du condensateur C.

Ce filtre trouvera son utilité dans les chaînes Hi-Fi où il éliminera le bruit de ronronnement d'un tourne-disques. On peut modifier ce circuit en changeant la valeur des condensateurs, ce qui permettra de choisir sa fréquence de coupure.

La faible impédance de sortie de cet étage convient parfaitement à l'attaque d'un correcteur de timbre. Son gain, dans sa bande passante, sera égal à l'unité.

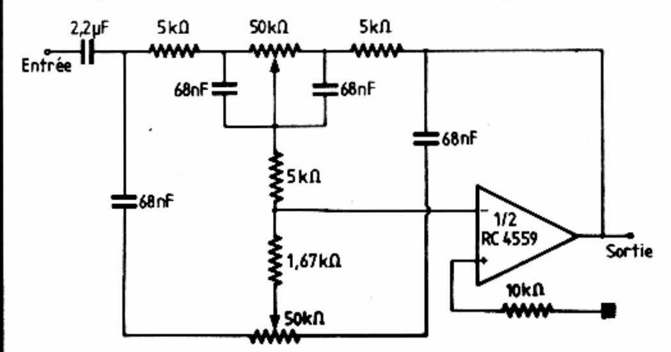


FIGURE E

F_c (Hz)	C (µF)	F_c (Hz)	C (µ)
15	0,68	50	0,22
22	0,47	100	0,01
30	0,33		

Filtre de séparation pour enceinte active

Ce montage utilise les deux moitiés du circuit intégré, la première pour constituer un filtre passe-haut, l'autre pour un filtre passe-bas. Ces deux filtres ont une fréquence de coupure de 2 kHz, avec une pente de 12 dB/octave. Un réglage de gain, en sortie de chaque amplificateur, permet d'ajuster le niveau de la reproduction sonore pour chaque transducteur. Le gain de ce système sera de 0 dB, gain unité à – 6 dB, atténuation de 2.

La réponse de ce filtre est du type « Butterworth » du second ordre. On modifiera la fréquence de coupure en jouant soit sur les résistances, soit sur les condensateurs, la fréquence est inversement proportionnelle à la valeur de la résistance et à celle du condensateur.

FIGURE D – Filtre de séparation pour enceinte active. Fréquence de coupure 2 kHz. Réponse type Butterworth, second ordre.

Filtre passe-bas

Ce filtre assure une coupure à 12 dB par octave des fréquences hautes, au-dessus de la fréquence de coupure indiquée sur le tableau.

En remplaçant les résistances fixes de 10 kΩ par un double potentiomètre ajustable monté en résistance variable, on disposera d'un filtre à fréquence de coupure réglable. On pourra éventuellement utiliser un système à double photo-résistance, commandé par une diode LED, afin de disposer d'une commande électronique. On réalisera de la sorte un filtre dynamique suiveur qui servira à une réduction dynamique de bruit de fond.

Ce montage est à gain unité, il bénéficie d'une faible impédance de sortie.

On trouvera, dans certains amplificateurs Hi-Fi, un seul circuit intégré associé aux composants d'un filtre « passe-bas » et d'un filtre « passe-haut ».

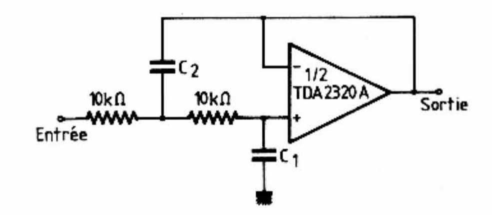


FIGURE F – Filtre passe-bas (anti-scratch), second ordre, structure Sallen et Key.

FIGURE F'

F_c (Hz)	C_1 (μ)	C_2 (μ)
3	3,9	6,8
5	2,2	4,7
10	1,2	2,2
15	0,68	1,5

Amplificateur symétriseur

Cet amplificateur symétriseur, construit ici autour d'un NE 5532, est un étage différentiel qui remplacera, dans beaucoup de cas, un transformateur d'entrée. On relie l'entrée aux deux câbles d'une liaison symétrique, cette technique de liaison permet de s'affranchir des parasites induits le long de la ligne et qui, présents en mode commun à l'entrée de l'amplificateur, s'annuleront. Pour une meilleure réjection de ces tensions, on utilisera des résistances de précision (1 ou 2 % par exemple).

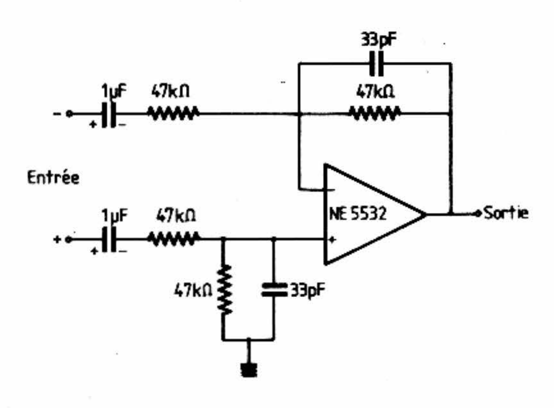


FIGURE G – Amplificateur symétriseur.

Circuit inverseur/ non inverseur de phase

Ce circuit sera utilisé lorsqu'on aura besoin ou non d'une inversion de phase, par exemple dans une voie de console de mixage ou dans un filtre électronique de séparation pour enceintes acoustiques. Le gain de ce montage est égal à l'unité dans les deux configurations, inverseuse ou non. La résistance de 1 MΩ, placée en série avec le condensateur de 100 μF, sert à charger le condensateur et évite tout bruit transitoire au moment de l'inversion de phase. Impédance d'entrée moyenne et de sortie faible.

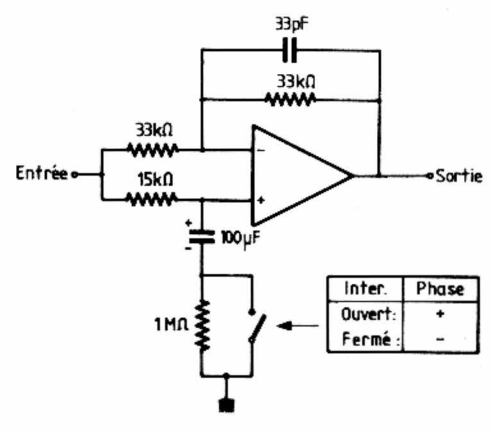


FIGURE H – Circuit inverseur/non inverseur de phase.

Circuit de puissance pour attaque de ligne

Derrière l'amplificateur opérationnel, on a introduit une paire de transistors complémentaires. Les deux diodes de polarisation, placées entre les deux émetteurs, permettent d'éviter la distorsion de croisement. Celle-ci peut toutefois être éliminée par la contre-réaction du circuit intégré, la boucle de contre-réaction prenant la tension de sortie sur les émetteurs des deux transistors. Les résistances de 22 Ω assurent la protection des transistors, les modèles représentés ici peuvent supporter 1 A. En utilisant des transistors plus puissants, on peut tirer quelques watts de ce type d'amplificateur. La présence d'une résistance série en sortie remonte l'impédance qui atteint 10 Ω, elle sert aussi à stabiliser le comportement de l'amplificateur. On pourra également, comme dans un amplificateur classique, installer, en sortie, un circuit RC de Boucherot qui réduira encore les risques d'accrochages.

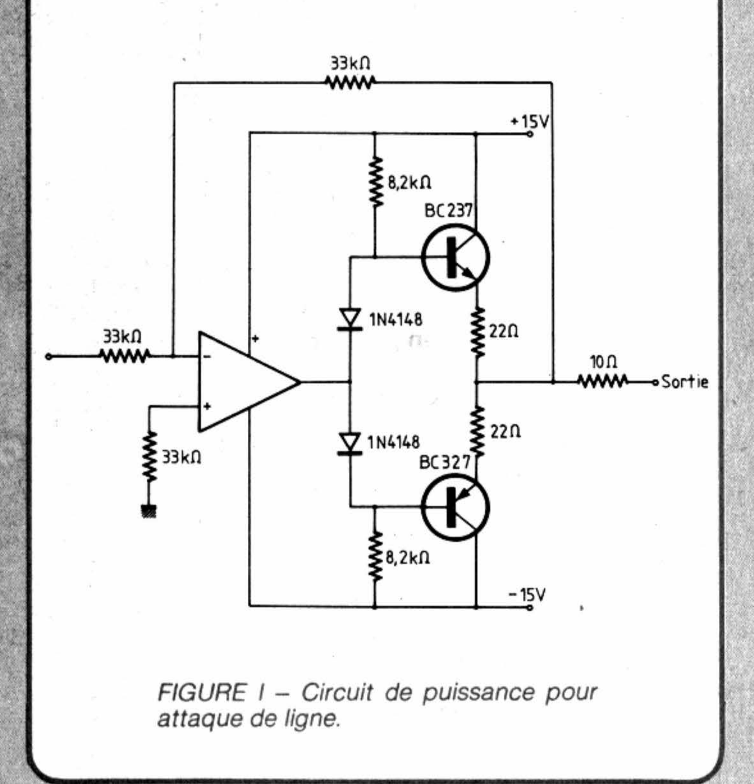


FIGURE I – Circuit de puissance pour attaque de ligne.

Circuit d'entrée symétrique différentiel avec réglage de la réjection en mode commun

Ce montage, de gain unité, utilise en fait un mélangeur. Le premier amplificateur opérationnel est un inverseur. On trouvera, en sortie du montage, une tension de phase opposée à celle d'entrée, ainsi, la tension de l'entrée non inverseuse et celle de l'entrée inverseuse de l'amplificateur se retrouveront avec une phase identique. Les tensions de mode commun, tensions identiques et de même phase, appliquées sur les deux entrées vont se retrouver avec une phase inverse sur les deux résistances de mélange, celles précédant l'amplificateur opérationnel de sortie. Le potentiomètre de 1 kΩ va alors permettre d'avoir un gain identique pour les deux voies, les deux tensions vont donc s'annuler. On bénéficiera en sortie d'une impédance faible, bien entendu.

Si on ne retient que l'étage de sortie avec ses trois résistances de 22 kΩ, et en remplaçant le potentiomètre par un court-circuit, on obtient un étage de mélange, tout à fait classique, auquel on peut d'ailleurs rajouter d'autres résistances pour augmenter le nombre des entrées..., un montage classique que nous n'avons pas fait figurer ici.

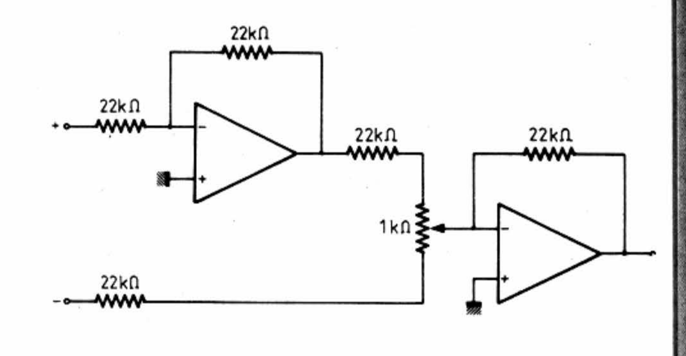


FIGURE J – Circuit d'entrée différentiel avec réglage de réjection en mode commun.

Et les autres ?

Cette petite schémathèque n'est évidemment pas limitative, nous avons eu l'occasion maintes et maintes fois de publier des schémas de circuits de correction baxandall, semi-paramétriques, de correcteurs, de mélangeurs, d'amplificateurs pour casques, bref des quantités d'applications que l'on assemblera pour constituer des projets plus ambitieux, mélangeurs de type radio, pour discothèques ou prise de son.

LE DOUBLE MAGNETOPHONE



Double magnétophone : double vocation ! d'abord, vous permettre de copier, en temps réel, une cassette prêtée par des amis ; ensuite, grâce à l'inversion du sens de défilement de ses deux cassettes, d'écouter trois heures de musique ininterrompue.
Cette durée peut même être portée à douze heures, simplement en mettant en service la fonction « répétition ».
Ce magnétophone possède bien d'autres dispositifs, tous plus intéressants les uns que les autres, comme nous allons le voir. On nous avait promis un appareil hors du commun, nous n'avons pas été déçus !

La platine comporte deux mécaniques identiques associées, chacune, a une électronique différente. La platine de gauche est spécialisée dans la lecture, nous regretterons que le constructeur n'ait pas jugé bon de la doter d'un compteur, toujours utile pour le repérage d'un enregistrement, en plus du système de recherche automatique du début d'un morceau et de l'écoute automatique des dix premières secondes de chaque enregistrement.

La seconde mécanique permet la lecture, mais aussi l'enregistrement, avec, pour ce dernier, la création automatique d'un blanc entre chaque morceau.

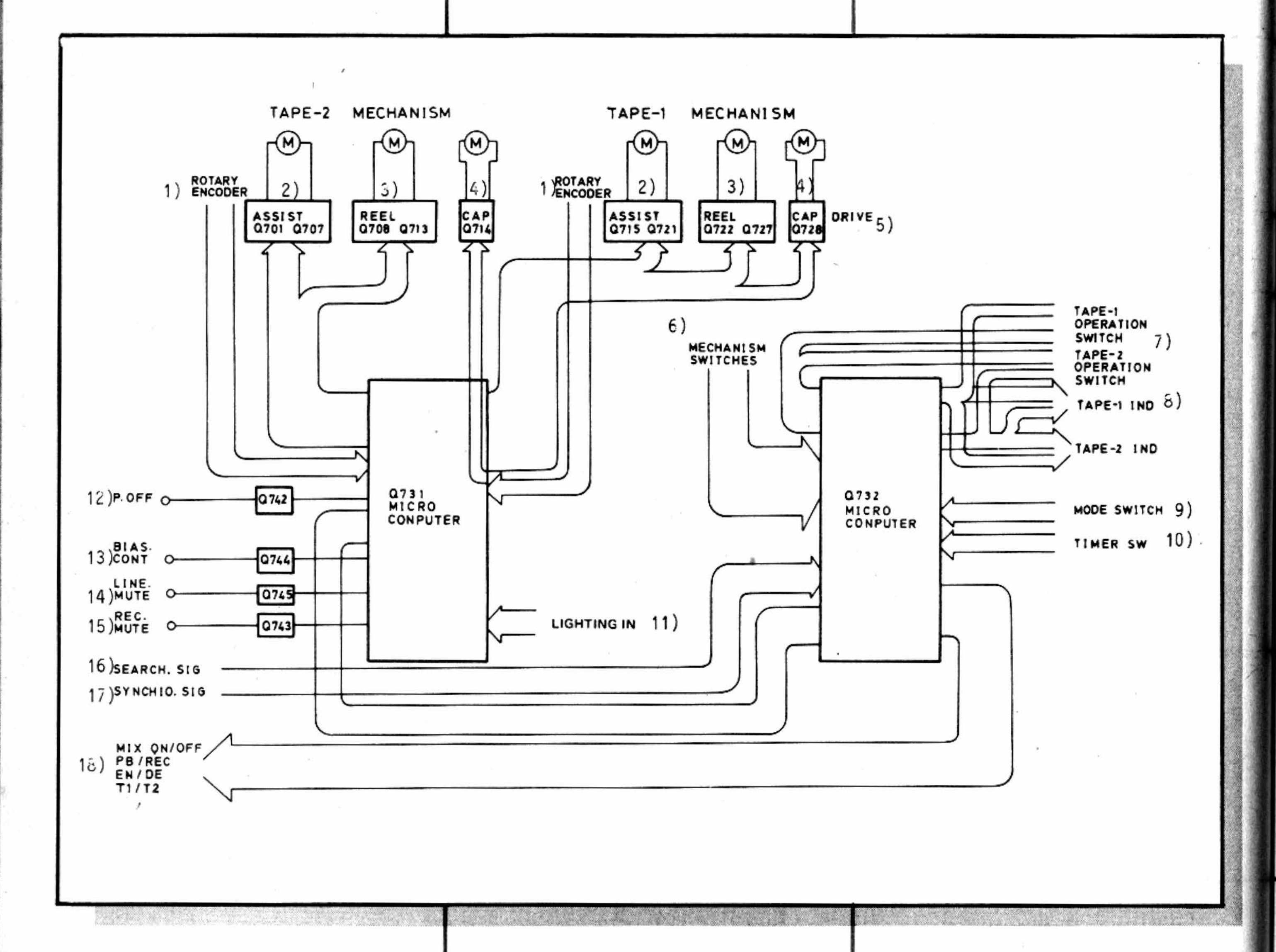
Une touche « Copie » met automatiquement les deux platines en fonctionnement. En mode « Blanc automatique », la platine lectrice passe en mode « Attente » alors que l'enregistrement continue, sans signal bien sûr ; au bout de 5 secondes, l'enregistreur passe à son tour en mode « Attente ». A la commande « Lecture », l'enregistreur démarre avant le lecteur, et lorsque l'on actionne la touche « Arrêt », c'est le lecteur qui s'arrête le premier. On minimise ainsi les défauts d'enregistrement à la coupure et à la reprise.

Les modes communs

Les deux mécaniques sont équipées d'un inverseur du sens de marche, la commande se fait de deux facons :

– Un détecteur optique à fourche (la bande passe entre un émetteur et un récepteur) détecte la transparence de l'amorce avant que la bande ait quitté la tête d'enregistrement. On bénéficiera ainsi d'une très grande rapidité de transfert. Comme ce détecteur est fixe, l'inversion de sens se traduira, dans une direction, par une perte faible, et dans l'autre, par une perte un peu plus importante. Onkyo évite ici de mettre en place un détecteur par sens de défilement.
– Une détection par arrêt de la bande en fin de cassette.

Le TA-RW11 simplifie la vie des utilisateurs grâce à une commutation automatique du type de bande. Deux interrupteurs testent la présence des



encoches de codage qui permettent de distinguer les cassettes en métal de celles en chrome ou des « ordinaires ». Pour le lecteur, un seul détecteur suffit, il n'y a en effet qu'à commuter la correction entre 70 ou 120 µs, une seule encoche suffit alors. C'est pratique, un voyant, dans la porte, indique le type de cassette en place.

Interdépendance

Le constructeur a utilisé deux microcalculateurs pour inter-verrouiller les deux magnétophones. Ceux-ci interdisent, par exemple, aux deux mécanismes d'être simultanément en lecture. Si on demande à la mécanique numéro 2 de se mettre en lecture lorsque la numéro 1 tourne, rien ne se passe. On pourra, par contre, lui demander de passer en bobinage rapide.

Lorsqu'un lecteur a terminé la lecture des deux faces d'une cassette, il commande automatiquement le démarrage, en lecture, de l'autre magnétophone. En position « Lecture continue », chaque face de cassette sera lue quatre fois. On pourra aussi sélectionner un mode de lecture unique.

Les deux claviers bénéficient d'un même confort de manipulation grâce à des touches douces qui commandent directement l'électronique.

A la mise sous tension, le magnétophone redémarre dans les conditions où il se trouvait au moment de l'extinction. On fera attention à l'entrée ligne qui reste branchée en permanence, même lorsque l'appareil n'est pas en position enregistrement. Cette fonction facilite le mélange de deux signaux et cette entrée se double d'une entrée micro avec commutation automatique. Si vous constatez, lors de la copie d'une cassette, la présence d'un signal perturbateur, coupez vite le niveau d'entrée.

Cet appareil est équipé de deux réducteurs de bruit Dolby B et C qui, cependant, ne sont pas utilisés en position copie.

Technique

Commençons par la mécanique : l'inversion de sens est basée sur le principe de la double orientation de la tête, avec, pour ce faire, deux butées de réglage d'azimut.

Deux têtes différentes sont utilisées : pour le lecteur, le constructeur a utilisé une tête de dimensions assez importantes, et pour le lecteur-enregistreur, une tête double qui assure l'effacement et l'enregistrement (ou la lecture).

Chaque mécanique utilise trois moteurs : le premier est asservi en vitesse, il entraîne, en sens inverse, les deux cabestans par l'intermédiaire d'une seule courroie plate. Le second moteur fait tourner les bobines d'entraînement

TABLEAU 1.

	Bobinage cas. C60	Compteur	Vitesse sens 1	sens 2	Pleurage et scint. sens 1	sens 2
Magn. 1	75 s	/	+ 0,86 %	+ 0,7 %	0,1 %	0,08 %
Magn. 2	75 s	420	+ 0,8 %	+ 0,66 %	0,09 %	0,08 %

TABLEAU 2

	SONY HFES	SONY UCX	SONY METAL ES
Niveau à 0 dB	– 3 dBm	– 2,2 dBm	– 2,5 dBm
Distorsion 0 dB h3, 333 Hz	0,4 %	0,6 %	0,4 %
Niveau pour 3 %	+ 3,4 dBm	+ 2 dBm	+ 3 dBm
Dynamique 333 Hz Dolby B	70,4 dB	71 dB	71 dB
Dynamique 333 Hz Dolby C	76 dB	77 dB	78 dB
Dynamique 12,5 kHz Dolby B	48 dB	49 dB	62 dB
Dynamique 12,5 kHz Dolby C	57 dB	57 dB	75 dB

de la bande à grande ou à petite vitesse. Enfin, le troisième moteur, on le rencontre maintenant de plus en plus dans les magnétophones, il est chargé de la mise en place de leviers, têtes et galet pousseur par un mécanisme à came et positionnement par contact.

Il s'agit là d'une version d'un asservissement de position avec commande tout ou rien et diverses positions préréglées. Les différentes positions sont données par un codeur à quatre sorties, constitué d'un balai à quatre conducteurs qui frottent sur un disque imprimé, le tout est appelé pompeusement : « codeur rotatif ».

Les moteurs, destinés à tourner dans les deux sens, sont commandés par des amplificateurs en pont.

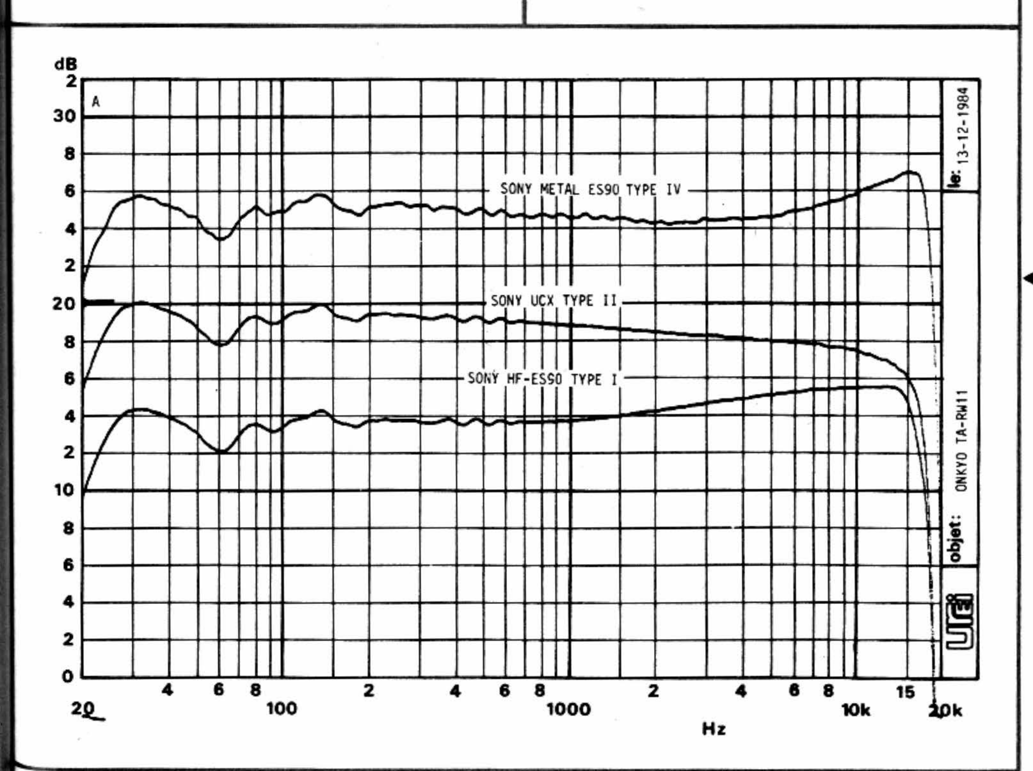
Onkyo, pour la gestion de son magnétophone, a fait appel à deux circuits intégrés, à grande échelle, qui sont en fait des microcalculateurs spécialisés. Deux circuits ont été nécessaires pour obtenir un nombre d'entrées et de sorties suffisant.

Les deux composants travaillent en parallèle avec une même horloge (un même résonateur céramique).

Les deux microcircuits sont reliés à divers capteurs et vont commander des circuits de puissance, dans le cas des moteurs, ou de commutation électronique, lorsqu'il s'agira de traiter les circuits audio, comme le changement du niveau de prémagnétisation et des constantes de temps d'égalisation ou la coupure d'un signal.

Ils commanderont également les voyants de bord. Les divers ordres seront reçus à partir des contacts des claviers, des interrupteurs de détection du type de bande, du codeur rotatif, du sélecteur de mode, du sélecteur de minuterie, des photocoupleurs de détection d'amorce, du détecteur de mise en place de la cassette, d'un capteur à effet Hall qui détecte la rotation des bobines, etc.

Traditionnellement, le détecteur à effet Hall est accompagné d'un circuit de temporisation qui délivre le signal d'arrêt quelques secondes après cet



COURBES A – Nous avons tracé ici les courbes de réponse en fréquence du magnétophone, relevées à un niveau de – 20 dB. On notera ici que les courbes ne sont pas des lignes droites mais qu'elles tiennent dans une fourchette assez étroite de ± 2 dB, dans une bande de fréquence s'étendant de 23 Hz à 17 kHz pour le métal, 15 kHz pour le type II, et 16 pour le type I. L'utilisation d'une bande type S, pour le type II, permettrait de remonter davantage l'extrême aigu. Signalons tout de même que ces courbes ont été relevées sans modification du réglage interne. Les bandes présentent toutes des dispersions et ces cassettes ne sont pas celles ayant servi au réglage de l'appareil. Une division verticale représente 2 dB.

événement. Ici, nous avons un traitement direct de l'information par un logiciel.

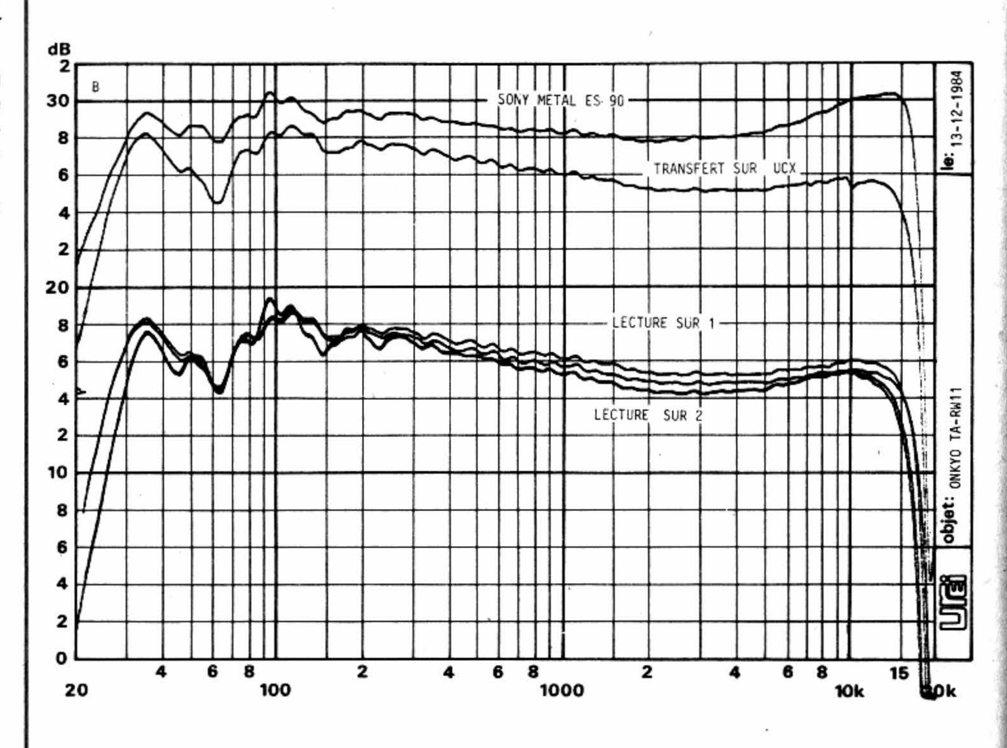
Grâce au microprocesseur, on a pu simplifier, sur cet appareil, la gestion de l'ensemble du magnétophone et permettre la réalisation de fonctions complexes sans mobiliser trop de matériel. On imagine mal une telle conception à partir de circuits logiques.

L'électronique analogique reste relativement simple, la partie amplification audio est séparée pour les deux magnétophones ; de même, on n'utilise pas le préampli des têtes pour l'amplification du signal du micro. Les commutations des signaux sont confiées à des transistors bipolaires, montés en inverse ; on alimente la jonction base/collecteur et on constate que l'espace émetteur/collecteur présente une impédance très faible.

Les circuits des réducteurs de bruit sont de marque Hitachi, ce sont des circuits intégrés à trente sorties qui réunissent, dans un même boîtier, les fonctions des Dolby B et C en enregistrement et en lecture. Donc, une électronique à la page, sinon révolutionnaire, avec des préamplificateurs de têtes à transistors discrets.

Toute cette technologique et cette logique conduisent à d'impressionnants faisceaux de câbles, surtout entre les mécaniques et le circuit imprimé de gestion ; on utilise ici du circuit imprimé à simple face, des liaisons par câbles plats sur connecteurs autodénudants, ce qui permet de désolidariser facilement les circuits entre eux.

Signalons tout de même la qualité de la présentation, avec la finition japonaise bien connue.



▲ *COURBES B – Tout en haut, nous avons enregistré une cassette métal, reproduite ensuite sur une cassette UCX, les deux courbes de réponse en fréquences se compensent. Nous avons ensuite pris la cassette UCX pour la lire dans les deux sens afin de voir si nous étions en présence d'un appareil correctement azimuté. On constate ici, avec la lecture sur la seconde mécanique, une légère perte de l'aigu qui montre une très faible erreur de l'azimut. En lecture sur la mécanique 2, les deux courbes de réponse se superposent très exactement. Précisons enfin que l'appareil nous est parvenu dans un emballage d'origine et n'a donc pas été préparé spécialement pour le test.*

Mesures

Nous avons résumé les caractéristiques électromécaniques de l'appareil dans un tableau. Le temps de bobinage est normal, on ne se presse pas trop. On constate une vitesse de défilement un peu rapide, mais tout de même conforme aux normes, et qui permettra, avec certaines cassettes peut-être un peu « dures », de se retrouver à la bonne vitesse. Il est toujours préférable d'être un peu audessus de la vitesse théorique qu'en dessous. Les taux de pleurage et de scintillement sont corrects, ils pourront éventuellement baisser un peu ; cette prestation dépend de la position relative de la bande et du cabestan. Pour le lecteur, nous avons enregistré la bande sur une mécanique et nous l'avons lue sur l'autre.

Nous avons profité de ce banc d'essais pour effectuer des tests sur les nouvelles cassettes de la gamme Sony, le tableau donne diverses performances, dont la dynamique ; on notera bien sûr la qualité des aigus de la cassette métal, qualité confirmée par les courbes de réponse relevées au 0 dB.

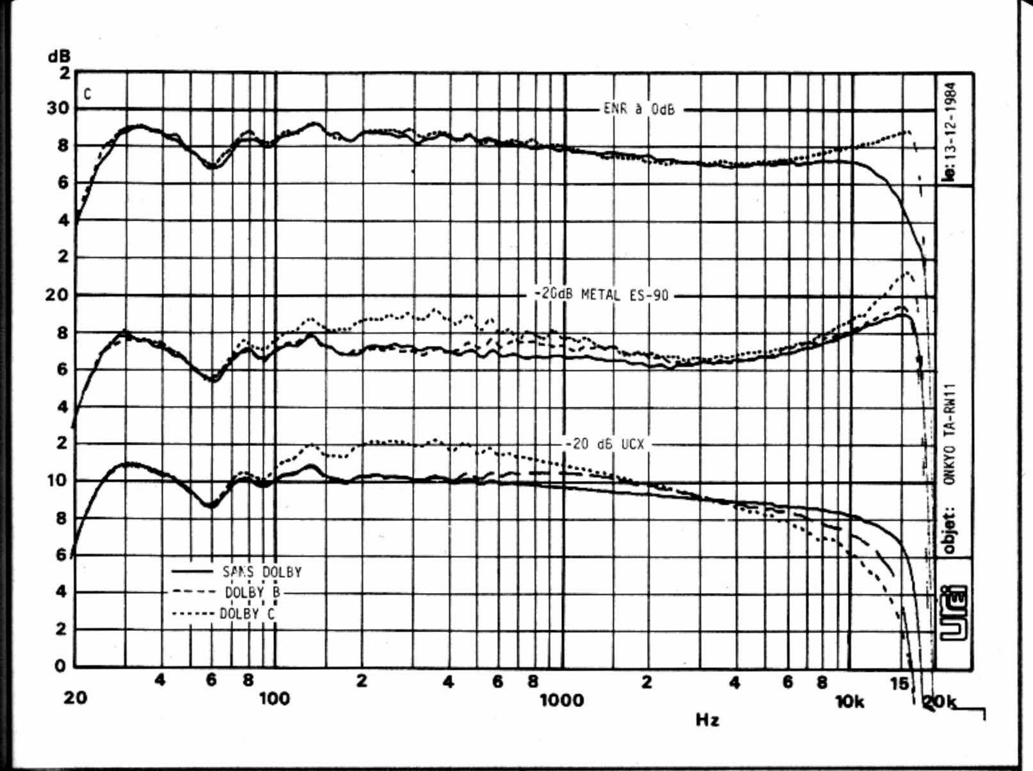
Nous avons également testé les facultés de copie de l'appareil. La cassette-mère a été enregistrée sur la mécanique 2 puis placée sur la 1, la 2 recevant alors le signal de la 1.

On constate que le taux de pleurage et de scintillement ne bouge pratiquement pas, nous avons mesuré 0,09 % ; à 333 Hz, le niveau est un peu supérieur au niveau que l'on aurait eu en enregistrant directement la cassette (– 1,8 dBm au lieu de – 2,2 !). Le taux de distorsion par harmonique 3 est aussi inférieur à celui que l'on aurait eu en enregistrement direct.

Pour le bruit de fond, on constate une remontée de 4,5 dB avec le Dolby B et de 5 dB avec le Dolby C.

Il y a donc une légère dégradation du signal, dégradation très acceptable pour un usage domestique Hi-Fi...

Pour les courbes de réponses, nous vous renvoyons aux commentaires les accompagnant.



◀*COURBES C – Nous constatons ici l'influence des réducteurs Dolby B et C avec diverses courbes de réponse : tout en haut, le niveau est de 0 dB de 20 Hz à 20 kHz. On constate (par rapport à la courbe A) une atténuation de l'aigu, imputable à une saturation de la bande. Une fois le Dolby C en service, on constate une remontée de l'aigu, ici, la perte, par rapport à un enregistrement à – 20 dB, n'est que d'un seul décibel ; autrement dit, on peut enregistrer l'aigu au même niveau que le reste, sans crainte de saturation. En bas, nous montrons ce qui se passe avec un réducteur de bruit, l'expansion de dynamique sélective du Dolby intervient en fonction de la courbe de réponse, on constatera qu'avec une courbe bien linéaire, l'écart sera minime. Le type de bande choisi aura donc une influence.*

1 Codeur rotatif.
2 Commande du servo moteur.
3 Commande du moteur de bobinage.
4 Commande du moteur de cabestan.
5 Circuit de puissance.
6 Interrupteurs des mécanismes (présence cassette, type de bande, etc.).
7 Clavier.
8 Indicateurs de fonctionnement.
9 Commutateur de mode.
10 Minuterie.
11 Détecteur d'amorce optique.
12 Arrêt secteur.
13 Prémagnétisation.
14 Coupure signal ligne.
15 Coupure d'enregistrement.
16 Signal de recherche.
17 Signal de synchro.
18 M/A mixage, enregistrement/lecture, codage/décodage, magnéto 1, magnéto 2.

Conclusions

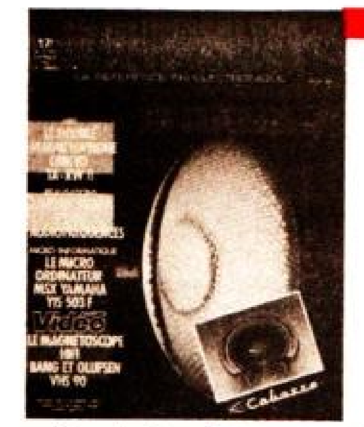
Le magnétophone à double cassette TA-RW11 est certainement l'un des plus attrayants du marché, non seulement par son confort de manipulation mais aussi par ses prestations et la qualité de son réglage. Bien entendu, ce dernier devra éventuellement être revu avec les bandes que vous utilisez habituellement ; nous n'avons pas cependant employé les mêmes bandes que celles ayant servi aux réglages du TA-RW11 et nous avons obtenu malgré tout des performances tout à fait conformes à ce que l'on attendait.

Le double magnétophone à cassette est tout de même autre chose qu'un duplicateur : on appréciera la facilité de la copie, c'est vrai, mais aussi les possibilités d'écoute en continu et l'inversion automatique de sens. Les amateurs de chant apprécieront le mélange bande + micro, un mélange qui transformera votre chaîne en machine à chanter ! Beaucoup d'atouts, par conséquent, pour ce magnétophone simple et confortable à manipuler.

Etienne LEMERY

Points forts
+ Sélection automatique du type de bande.
+ Inversion de sens de défilement rapide.
+ Préparation automatique à la copie.
+ Détection et lecture automatique des morceaux sur le lecteur.
+ Mélange micro ou ligne/bande.
+ Dolby B et C.
+ Espacement automatique.
+ Silence des mécanismes.
+ Lecture ininterrompue ou presque.

Points faibles
– RAS, selon les goûts personnels.



NOTRE CLICHE DE COUVERTURE

LES HAUT-PARLEURS NID D'ABEILLE

Depuis plus de trente ans, la société Cabasse conçoit et fabrique l'ensemble de ses enceintes acoustiques, mais aussi les haut-parleurs qui les équipent.

L'importance de la membrane, dans le haut-parleur, a orienté une grande partie de la recherche des laboratoires Cabasse pour trouver un matériau et une technique de réalisation qui répondent aux deux critères essentiels d'une membrane : sa légèreté et sa raideur à la flexion.

Ainsi, Cabasse a développé deux nouvelles membranes de 17 cm et de 21 cm, réalisées avec un matériau en nid d'abeille, placé entre deux parements très fins et très rigides, le tout moulé en forme de dôme. Cette technique du dôme a été préférée à celle des membranes plates, car les caractéristiques mécaniques de la membrane en dôme sont nettement meilleures.

Cette technique permet de réaliser des membranes ayant une raideur à la flexion exceptionnelle, pour un poids très faible, ce qui donne à ces haut-parleurs un rendement important, comme tous les autres haut-parleurs de la gamme Cabasse, avec en plus la possibilité de faire supporter une puissance très importante à ce haut-parleur, puisqu'elle est de 120 W efficaces, suivant la norme DIN 45573, ce qui représente des puissances crêtes de l'ordre de 850 W.

La mise en œuvre des complexes en nid d'abeille est très délicate, quand il s'agit de réaliser des membranes de haut-parleurs, car il ne faut pas oublier qu'il faut que les paramètres de la membrane (poids, rigidité) soient très constants tout au long de la fabrication pour obtenir un minimum de variations de caractéristiques du haut-parleur.

De même, il faut que, pour une même membrane, tous ses points aient la même rigidité et la même densité, si l'on ne veut pas avoir de problème avec un fonctionnement en piston de cette membrane.

Pour contrôler absolument tous ces paramètres, Cabasse a réalisé un automate très complexe dont tous les paramètres sont contrôlés par un ordinateur qui a, d'ailleurs, été mis au point également chez Cabasse. Cet ordinateur contrôle les tensions des parements, les cycles de température, les pressions de moulage, les temps de polymérisation...

Ces membranes sont maintenant produites en série, et équipent divers haut-parleurs :

– Trois modèles de haut-parleurs de 17 cm : 1 haut-parleur de grave, 1 haut-parleur de bas-médium, 1 haut-parleur de bas-médium asservi.
– Un modèle de 21 cm, grave.
– Et même un modèle de 52 cm de diamètre qui équipera la toute nouvelle salle de cinéma de La Villette !

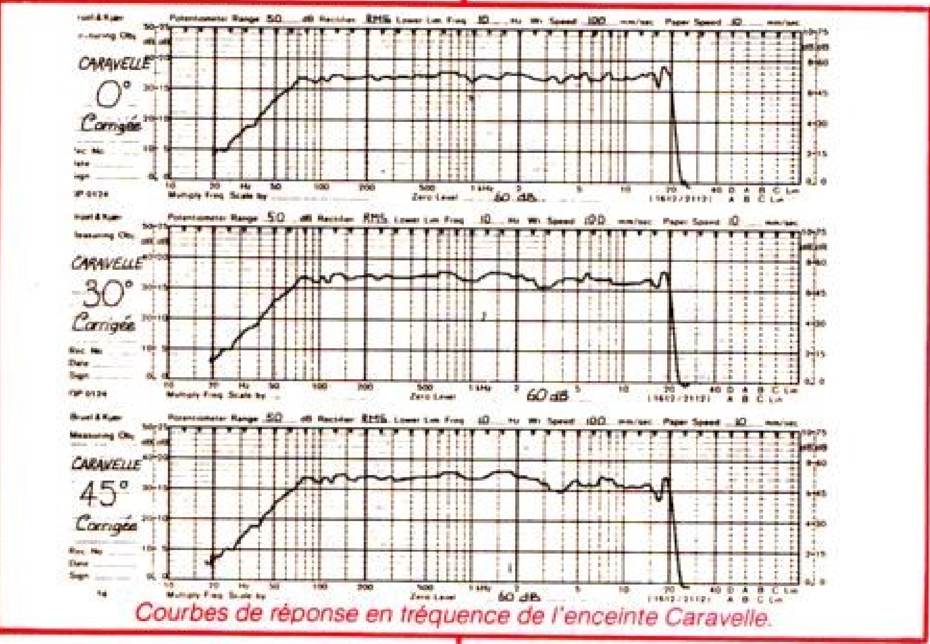
Parmi les enceintes acoustiques Cabasse qui utilisent ces nouveaux haut-parleurs nid d'abeille, nous avons retenu le modèle baptisé Caravelle. C'est une enceinte à trois voies, d'un encombrement un peu trop important pour que nous nous permettions de la qualifier d'enceinte de bibliothèque : (660 × 300 × 270 mm). Sa finition est remarquable, mais c'est habituel chez Cabasse ; *toutes les faces sont plaquées* de noyer véritable.

L'ensemble de l'ébénisterie est d'une rigidité remarquable, renforcée encore, pour la face avant, par la superposition des panneaux nécessaires à la mise en phase acoustique des trois haut-parleurs.

Le cache frontal est monté sur un cadre léger, exempt de toute résonance parasite ; il est tendu d'un tissu brun très foncé, couleur que nous retrouvons sur la majeure partie des enceintes acoustiques de cette marque.

La Caravelle est équipée d'un tweeter à dôme de 25 mm de diamètre (référence DOM 4), d'un médium, également à dôme, de 55 mm (référence DOM12), et d'un boomer nid d'abeille de 21 cm (référence 21NDB).

Dans son numéro 111, de janvier 1985, *Hi-Fi stéréo* a consacré un banc d'essai à cette enceinte acoustique, dont voici les conclusions :



Courbes de réponse en fréquence de l'enceinte Caravelle.

Toujours aussi bien fabriquée que les modèles que nous avons déjà analysés, avec en prime son nouveau haut-parleur de grave « nid d'abeille », la Caravelle va certainement renforcer, s'il en était encore besoin, la réputation de Cabasse. Le prix reste tout à fait raisonnable compte tenu de la qualité des prestations et de la finition. Faites l'effort de vous offrir le compensateur actif, et vous ferez-là un investissement que vous ne regretterez pas par la suite, surtout si vous comptez « passer » bientôt au numérique. Et que ceux qui ont un budget trop limité patientent encore un peu : nous parlerons sûrement très bientôt de la petite Galiote qui paraît, elle aussi, bien étonnante...

LE TOUR DE FRANCE DES RADIOS LOCALES PRIVEES

Après avoir publié, dans notre précédent numéro, la liste des radios privées parisiennes, nous commençons ce mois-ci notre « tour de France » des radios locales par les départements suivants : 01 AIN, 02 AISNE, 03 ALLIER, 04 ALPES-DE-HAUTE-PROVENCE, 05 HAUTES-ALPES, 06 ALPES-MARITIMES.
Si, malgré les précautions que nous avons prises, les responsables de ces stations relèvent une inexactitude ou si nous avons omis de citer votre radio locale préférée, écrivez-nous pour nous permettre de publier un rectificatif dans notre prochain numéro.

	01 - AIN	
Fréquence	Nom et adresse	Téléphone
90,8 MHz	**RADIO 2,** 6, bd Victor-Hugo, 01000 Bourg-en-Bresse – Association pour la diffusion de la culture populaire dans les pays de l'Ain	(74) 21.24.12
90 MHz	**Radio Tropiques,** B.P. 185, 64, bd de Brou, 01000 Bourg-en-Bresse	(74) 23.65.79
93 MHz	**Radio Crystal,** 142, rue Anatole-France, B.P. 181, 01105 Oyonnax	(74) 73.53.68
91,3 MHz	**Radio Logic,** rue des Dombes, 01330 Villars-les-Dombes – Maison des Jeunes, Maison pour Tous (M.J.C.)	(74) 98.19.59
100,2 MHz	**Radio T.S.F.,** foyer « Le Sous-Bois », B.P. 5012, 01100 Oyonnax Cedex – A.D.A.P.E.I. de l'Ain	(74) 73.53.53

	02 - AISNE	
Fréquence	Nom et adresse	Téléphone
101,5 MHz	**Radio Aline,** 59, Grande-Rue, 02400 Château-Thierry – La Cour des Singes	(23) 83.33.68
100,9 MHz	**Radio Visages,** 25, rue du Château, 02400 Château-Thierry	(23) 83.34.92
91,4 MHz	**Radio Fil,** Centre social, route Pierre-Curtil, 02000 Laon – Association pour les échanges et le développement de la communication convivialité	(23) 79.65.79
90,2 MHz	**Radio 2,** B.P. 117, 02203 Soissons	(23) 59.77.11
100,2 MHz	**Radio Azur 100,** 66, rue d'Isle, 02100 Saint-Quentin – Association pour le développement de la communication à Saint-Quentin	(23) 62.12.31
100,2 MHz	**Radio Goupil,** Le Bois-Saint-Rémy, 02770 Roupy – Association pour la créativité dans la vie associative et économique à Saint-Quentin	(23) 68.85.08
89,4 MHz	**Radio FM - Haute-Picardie,** 3, rue le Tac, B.P. 229, 02108 Saint-Quentin Cedex – Association pour le développement de la Culture et de la Vie associative à Saint-Quentin	(23) 08.10.80
89,9 MHz	**Radio Contact,** B.P. 322, 02104 Saint-Quentin Cedex – Association culturelle et sportive à Saint-Quentin	(23) 67.42.65
93,60 MHz	**Radio Jean-Laf,** 1, résidence Renoir, 02400 Château-Thierry – Association Aisne Fréquence Musique	(23) 70.91.55

	03 - ALLIER	
Fréquence	Nom et adresse	Téléphone
100,10 MHz	**Radio Vichy Info,** B.P. 161, 03206 Vichy – Association Vichy Sport et Culture	(70) 32.32.09
93,9 MHz	**Radio Logos,** 4, rue Copéré, 03200 Vichy – Association : Les Amis de Radio Logos	(70) 98.88.88

	04 - ALPES-DE-HAUTE-PROVENCE	
Fréquence	Nom et adresse	Téléphone
88,4 MHz	**Radio Durance,** Montagne de Lure, Maison de Vacances, 04000 Saint-Etienne-Les-Orgues	(92) 31.31.43
99 MHz	**U.V.F.M.,** B.P. 39, 04400 Barcelonnette – Association pour la communication dans l'Ubaye	
92,4 MHz	**Radio Lavande,** Maison des Arts et des Loisirs, 45, av. du 8-Mai-1945, 04000 Digne – Association des animateurs de la Maison des arts et des loisirs	(92) 32.16.32
89,3 MHz	**Radio Mont d'Or,** rue Guilhempierre, 04100 Manosque – Association : G.E.R.A.M., Groupe d'étude et de réflexion et d'action municipale	
95,3 MHz	**Radio Débats Alpins,** 43, route de la Mort-d'Imbert, 04100 Manosque – Association : Débats 04	(92) 72.13.75
97 MHz	**Fréquence 4,** 6, rue Paul-Gauguin, 04600 Saint-Auban	
100,7 MHz	**Radio Zinzine,** Saint-Hippolyte, 04300 Limans	(92) 76.00.64

	05 - HAUTES-ALPES	
Fréquence	Nom et adresse	Téléphone
99,2 MHz	**Gap Fréquence 101,** B.P. 171, 05000 Gap	(92) 53.90.00
94 MHz	**Radio Briançon Vallées,** place du Général-Eberlé, 05100 Briançon	(92) 21.14.68
92,9 MHz	**Radio 5,** Romette, 05000 Gap – Association culturelle pour l'information dans les Hautes-Alpes	(92) 53.88.53